



**Titre:** Conception d'une boucle de recirculation en fibre optique pour  
Title: l'analyse de la transmission longue distance

**Auteur:** Yannick Lizé  
Author:

**Date:** 2003

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Lizé, Y. (2003). Conception d'une boucle de recirculation en fibre optique pour  
Citation: l'analyse de la transmission longue distance [Mémoire de maîtrise, École  
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7283/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7283/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:**  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

Conception d'une boucle de recirculation en fibre optique pour  
l'analyse de la transmission longue distance

YANNICK LIZÉ

DÉPARTEMENT DE GÉNIE PHYSIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)  
(GÉNIE PHYSIQUE)  
OCTOBRE 2003



National Library  
of Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

Acquisitions et  
services bibliographiques

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file    Votre référence*

*ISBN: 0-612-90842-9*

*Our file    Notre référence*

*ISBN: 0-612-90842-9*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

Conception d'une boucle de recirculation en fibre optique pour  
l'analyse de la transmission longue distance

présenté par: LIZÉ Yannick,

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. KASHYAP Raman, Ph.D., président

Mme LACROIX Suzanne, D. Sc., membre et directrice de recherche

M. GODBOUT Nicolas, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. MALOUIN Christian, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. VILLENEUVE Alain, Ph.D., membre

# Remerciements

Je désire remercier premièrement le professeur Suzanne LACROIX pour ce voyage à l'intérieur de moi-même. Elle m'a transmis la passion de la recherche et m'a présenté un univers que je ne connaissais pas. Je désire également remercier mon codirecteur Nicolas GODBOUT. Un merci tout spécial à Christian MALOUIN qui a apporté énormément à ce travail de maîtrise en si peu de temps. Je ne peux pas oublier Xavier DAXHELET et Raman KASHYAP pour leurs expertises et leur aide. Merci à Alain VILLENEUVE et ITF Technologies Optiques pour l'aide matérielle et les conversations intéressantes.

Merci aussi à mes collègues au Laboratoire des Fibres Optique: Éric SAULNIER pour m'avoir aidé à franchir des étapes, Mathieu FAUCHER pour m'avoir montré qu'il y avait une lumière au bout du tunnel, Annie LÉVESQUE parce que je suis inapte dans la langue de Molière, Bryan BURGOYNE, François BUSQUE, Félix BUSSIÈRE, Bertrand GAUVREAU et tous mes autres collègues et amis qui ont aidé et facilité ce travail.

Ce mémoire est inspiré et dédié à Maureen, Kathleen, Cynthia, Sandra et Melissa, ainsi qu'à mon père qui serait sûrement très fier de moi. J'imagine qu'il est en train de se vanter à St-Pierre: « Moi, mon gars, il a fait une maîtrise monsieur... »

# Résumé

La simulation des liens de transmission optique est essentielle dans la recherche et le développement des réseaux de télécommunication. Les simulations numériques produisent une bonne approximation de la performance d'un lien donné, mais l'interaction des différents phénomènes physiques doit être confirmé par des expériences pratiques.

La conception d'une boucle de recirculation en fibre optique pour l'analyse de la transmission longue distance a été réalisée. La propagation d'un signal optique à un débit de 10 gigabits par seconde à une seule longueur d'onde a été caractérisée et l'influence des effets de dispersion chromatique, de dispersion modale de polarisation, de non-linéarités, de bruits ainsi que de pertes dépendantes en longueur d'onde et en polarisation a été expliquée.

Une analyse du comportement théorique d'une boucle de recirculation et d'un lien optique a été comparé aux résultats expérimentaux. Nous avons réussi à parcourir 1200 km avec un taux d'erreur inférieur à une erreur par  $10^9$  bits.

# Abstract

The simulation of optical transmission links is essential in the research and development of telecommunication networks. Computer simulations can provide a good approximation of the performance of given link, however the interaction of different physical phenomenas must be confirmed with experimental data.

The conception of a fiber optic recirculating loop for the analysis of long haul transmission was achieved. The propagation of an optical signal at a rate of 10 Gigabits per second on a single wavelength was characterized and the influence of chromatic dispersion, polarization mode dispersion, non-linearities, noise as well wavelength-dependent and polarization-dependent loss explained.

An analysis of the theoretical behavior of recirculating loops and an optical link was compared to experimental results. We were able to transmit data over 1200 km while maintaining an error rate below  $10^{-9}$ .

# Table des matières

<b>Remerciements</b> . . . . .	<b>iv</b>
<b>Résumé</b> . . . . .	<b>v</b>
<b>Abstract</b> . . . . .	<b>vi</b>
<b>Table des matières</b> . . . . .	<b>vii</b>
<b>Table des figures</b> . . . . .	<b>xi</b>
<b>Liste des tableaux</b> . . . . .	<b>xvi</b>
<b>Liste des sigles et abréviations</b> . . . . .	<b>xvii</b>
<b>Introduction</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>1 Théorie des communications par fibres optiques</b> . . . . .	<b>3</b>
1.1 Historique des liens de transmission optique . . . . .	3
1.2 Émetteur . . . . .	7
1.2.1 Lasers . . . . .	7
1.2.2 Format d'encodage . . . . .	7
1.2.3 Modulateurs . . . . .	11
1.2.4 Multiplexage . . . . .	13
1.3 Lien de transmission . . . . .	17



1.3.1	Atténuation et amplification . . . . .	18
1.3.2	Dispersion . . . . .	24
1.3.3	Compensation de dispersion . . . . .	27
1.3.4	Effets de polarisation . . . . .	32
1.3.5	Effets non-linéaires . . . . .	35
1.4	Récepteurs . . . . .	38
1.4.1	Démultiplexage en longueur d'onde . . . . .	38
1.4.2	Récepteurs optiques . . . . .	39
1.4.3	Recouvrement de l'horloge . . . . .	40
1.4.4	Circuit de décision . . . . .	41
1.4.5	FEC . . . . .	42
1.5	Analyse des liens de transmissions . . . . .	44
1.5.1	Efficacité spectrale . . . . .	45
1.5.2	Puissance . . . . .	45
1.5.3	Bruit et OSNR . . . . .	46
1.5.4	Diagramme de l'œil . . . . .	48
1.5.5	Taux d'erreur . . . . .	49
1.5.6	Facteur $Q$ . . . . .	50
1.5.7	Pénalité de puissance et marge de système . . . . .	51
<b>2</b>	<b>Fonctionnement de la boucle de recirculation . . . . .</b>	<b>54</b>
2.1	Architecture et historique . . . . .	56
2.2	Éléments de la boucle de recirculation . . . . .	57
2.2.1	Coupleurs . . . . .	58
2.2.2	Modulateur acousto-optique . . . . .	58
2.2.3	Filtre spectral . . . . .	60
2.2.4	Analyseur de spectre optique . . . . .	61
2.2.5	Oscilloscope à échantillonnage . . . . .	62
2.2.6	BERT (Bit Error Rate Tester) . . . . .	62

2.2.7	Générateur de délai . . . . .	67
2.3	Fonctionnement . . . . .	68
2.3.1	Propagation . . . . .	68
2.3.2	Synchronisation de la boucle . . . . .	70
2.3.3	Ajustement de puissance . . . . .	71
2.4	Limites d'une boucle de recirculation . . . . .	72
2.4.1	Bobine de fibre . . . . .	73
2.4.2	Bruit . . . . .	73
2.4.3	Dispersion chromatique . . . . .	74
2.4.4	Effets non-linéaires . . . . .	75
2.4.5	Polarisation . . . . .	75
2.4.6	Facteur de pénalité d'un boucle de recirculation . . . . .	80
<b>3</b>	<b>Résultats . . . . .</b>	<b>82</b>
3.1	Caractérisation des composants . . . . .	82
3.1.1	Atténuation et gain . . . . .	84
3.1.2	Dispersion . . . . .	90
3.1.3	Évolution de la polarisation . . . . .	93
3.2	Ajustement et contrôle de la boucle . . . . .	98
3.2.1	Ajustement de la puissance . . . . .	98
3.2.2	Synchronisation . . . . .	103
3.3	Analyse de la transmission . . . . .	104
3.3.1	Taux d'erreur . . . . .	104
3.3.2	Diagramme de l'œil . . . . .	107
3.3.3	Facteur $Q$ . . . . .	109
3.3.4	OSNR . . . . .	110
	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>113</b>

**Bibliographie . . . . . 115**

# Table des figures

1.1	Murs de transmission et réception de Kleoxenos et Demokleitos. . . .	4
1.2	Lien de transmission transatlantique Flag Atlantic-1. . . . .	4
1.3	Schéma d'un lien de transmission longue distance illustrant les trois parties d'un lien de transmission longue distance: l'émetteur, le lien de transmission et le récepteur. Chacune des parties sera reprise en détails dans les sections suivantes. . . . .	5
1.4	Hierarchie des réseaux de télécommunication divisé en couches, soit application, présentation, session, transport, réseau, lien ainsi que la couche physique où se situe les liens de transmission longue distance.	6
1.5	Modulation NRZ et RZ. . . . .	8
1.6	Réponse en intensité en fonction de la tension électrique d'un modulateur Mach-Zehnder. . . . .	12
1.7	Effet de l'ajustement du voltage DC sur le diagramme de l'œil dans un modulateur électro-optique Mach-Zehnder. . . . .	13
1.8	Schéma de multiplexage optique dans le temps en utilisant deux modulateurs Mach-Zehnder. . . . .	15
1.9	Résultat pris avec le montage au <i>Laboratoire des Fibres Optiques</i> illustrant la génération d'impulsions en ajustant le biais d'un modulateur Mach-Zehnder au point de quadrature. . . . .	16
1.10	Illustration de l'atténuation dans les fibres optiques. . . . .	19
1.11	Niveau d'énergie de l'amplification dans les fibres à l'erbium. . . . .	22

1.12 États d'énergie dans l'amplification Raman stimulée. . . . .	23
1.13 Coefficient de gain Raman en fonction de l'espacement de la fréquence de pompe. . . . .	24
1.14 Indice de réfraction et facteur de dispersion $D$ en fonction de la longueur d'onde dans une fibre unimodale standard. . . . .	26
1.15 Mesure prise au <i>Laboratoire des Fibres Optiques</i> du facteur de disper- sion $D$ pour une fibre à dispersion négative <i>Lucent</i> . . . . .	29
1.16 Illustration de la réflexion des longueurs d'onde dans un réseau de Bragg à pas variable. La réflexion à différents endroits dans le CBG crée un délai temporel entre les longueurs d'onde qui peut être utilisé pour compenser la dispersion chromatique de la fibre de transmission.	30
1.17 Illustration de l'accumulation et la compensation de dispersion pour cinq portées à trois longueurs d'onde différentes dans le lien de trans- mission lorsque la pente de dispersion n'est pas compensée à 100%. .	31
1.18 Différents type de démultiplexeurs utilisés dans les liens de télécom- munication. . . . .	39
1.19 Démodulateur DPSK avec récepteur balancé. . . . .	40
1.20 Boucle en phase bloqué pour le recouvrement d'horloge. . . . .	41
1.21 Exemple simpliste d'algorithme de correction d'erreur. . . . .	43
1.22 Schéma d'un diagramme de l'oeil et des différentes transitions de bit qui en font partie. . . . .	48
1.23 Illustration des paramètres de calcul du facteur $Q$ , soit $P_1$ , $P_0$ , $\sigma_1$ et $\sigma_0$ , à partir du diagramme de l'œil. . . . .	52
2.1 Schéma générique des éléments d'une boucle de recirculation qui seront repris à la section 2.2. . . . .	56
2.2 Mode de remplissage (transmission) et de recirculation dans une boucle de recirculation. . . . .	59
2.3 Fonctionnement d'un modulateur acousto-optique. . . . .	60

2.4	Exemple de synchronisation du détecteur d'erreurs pour un PRBS $2^7 - 1$ .	63
2.5	Logique de l'encodage et décodage différentiel utilisé en DPSK («Differential Phase Shift Keying»).	64
2.6	Génération d'un PRBS.	65
2.7	Spectre électrique d'un signal PRBS.	66
2.8	Schéma de la boucle de recirculation au <i>Laboratoire des fibres optiques</i> .	69
2.9	Diagramme de synchronisation de la boucle de recirculation.	71
3.1	Les trois configurations de boucles utilisées dans les expériences.	83
3.2	Montage de caractérisation des composants par la méthode du délai de phase de modulation.	83
3.3	Atténuation dans une portée de 50 km de fibre SMF-28 et 10 km de DCF dans la boucle de recirculation.	85
3.4	Atténuation dans les 40 km de fibre DCF de la boucle de recirculation.	86
3.5	Atténuation dans le filtre accordable <i>JDS</i> .	86
3.6	Pic d'atténuation du filtre accordable <i>JDS</i> .	87
3.7	Atténuation dans le filtre couche mince <i>Santec</i> .	87
3.8	Atténuation dans le coupleur d'entrée 3 dB.	88
3.9	Mesure de PDL dans les 200 km de fibre SMF-28 de la boucle de recirculation.	88
3.10	Mesure de PDL dans les 40 km de fibre DCF de la boucle de recirculation.	89
3.11	Mesure de PDL dans le filtre accordable <i>JDS</i> .	89
3.12	Mesure de PDL pendant 67 heures dans la configuration de boucle (1) de 120 km sans le filtre accordable.	90
3.13	Facteur de dispersion en fonction de la longueur d'onde de la fibre dans la boucle de 240 km des configurations (2) et (3).	91
3.14	Facteur de dispersion en fonction de la longueur d'onde de la fibre dans la boucle de 120 km de la configuration (1).	92

3.15	Pourcentage de compensation de la pente de dispersion dans la configuration (1) de 120 km avec les 3 DCM. . . . .	92
3.16	Pourcentage de compensation de la pente de dispersion dans la configuration (2) de 240 km. . . . .	93
3.17	Pourcentage de compensation de la pente de dispersion dans la configuration (1) de 120 km avec 1 DCM. . . . .	94
3.18	Pourcentage des matrices de transfert observées pendant 67 heures dans la configuration (1) de la boucle de recirculation, pour lesquelles la polarisation se répétera après $N$ recirculations. . . . .	95
3.19	Gradient de la norme d'un vecteur de polarisation multiplié par une matrice de transfert pour laquelle la polarisation se répète toutes les 9 recirculations en fonction du nombre de recirculation $N$ . . . . .	96
3.20	Premier exemple d'oscillations de puissance des « 1 » d'une recirculation à l'autre visualisées avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage dans la configuration (1). . . . .	97
3.21	Deuxième exemple d'oscillations de puissance des « 1 » d'une recirculation à l'autre visualisées avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage dans la configuration (1). . . . .	97
3.22	Ajustement de gain unité avec la méthode de l'OSA. . . . .	99
3.23	Mauvais ajustement de gain avec la méthode de l'OSA. . . . .	99
3.24	Ajustement de gain unité avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage. . . . .	100
3.25	Ajustement de gain unité avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage. . . . .	101
3.26	Visualisation des effets non-linéaires dans l'ajustement de gain unitaire avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage. . . . .	101
3.27	Visualisation d'effets inter-circulations par la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage. . . . .	102

3.28 Gros plan sur un effet transitoire inter-recirculation dans la boucle de 120 km de la configuration (1). . . . .	102
3.29 Mesure du taux d'erreur dans la configuration (1) de la boucle de recirculation pour une puissance d'entrée de 0 dBm en fonction du nombre de recirculations. . . . .	105
3.30 Mesure du taux d'erreur après une recirculation dans la configuration (1) de la boucle de recirculation en faisant varier la longueur d'onde du filtre accordable <i>JDS</i> . . . . .	106
3.31 Quantité de dispersion (ps/nm) et perte d'insertion (dB) en fonction de la longueur d'onde pour le filtre accordable <i>JDS</i> . . . . .	107
3.32 Évolution du diagramme de l'œil par rapport à la distance de transmission avec une puissance d'entrée de 0 dBm dans la boucle de 240 km pour les recirculations $N$ de 0 à 7. . . . .	108
3.33 Facteur $Q$ en fonction de la distance propagée en utilisant la configuration (2). . . . .	109
3.34 Spectre après 5 recirculations en utilisant la configuration (3). . . . .	111
3.35 Mesure d'OSNR en fonction du nombre de recirculations en utilisant la configuration (3) pour différentes puissances d'entrée. . . . .	111



# Liste des tableaux

1.1	Débit de transmission pour quelques standards des télécommunications	15
1.2	Grille d'assignation de l'International Telecommunication Union. . . .	17
1.3	Fibres unimodales de télécommunications . . . . .	26
1.4	Budget de puissance typique d'un lien de transmission de $N \times 100$ km	46
2.1	Polynôme générateur de séquence PRBS. . . . .	66
2.2	Atténuation attribuable à la courbure dans la fibre <i>Corning</i> SMF-28.	74
2.3	Facteur de pénalité sur le facteur $Q$ de différentes boucle de recirculation pour une transmission de 2000 km de SMF-28. . . . .	81
3.1	Configurations de la boucle de recirculation. . . . .	84
3.2	Mesure de temps de propagation par OTDR. . . . .	103

# Liste des sigles et abréviations

$i = \sqrt{-1}$

N = Indice de recirculation

Acronymes

AOM = Acousto-Optic Modulator

APC = Angled Physical Contact

ATM = Asynchronyzed Transfer Mode

ASE = Amplified Spontaneous Emission

AWGN = Additive White Gaussian Noise

BER = Bit Error Rate

BERT = Bit Error Rate Testset

CD = Chromatic Dispersion

CDR = Clock and Data Recovery module

DCF = Dispersion Compensating Fiber

DCM = Dispersion Compensating Module

DFB = Distributed Feedback

DGD = Differential Group Delay

DOP = Degree Of Polarization

DPSK = Differential Phase-Shift Keying

DRA = Distributed Raman Amplifier

DSF = Dispersion Shifted Fiber

DWDM = Dense Wavelength Division Multiplexing

ECL = External Cavity Laser  
ED = Error Detector  
EDFA = Erbium-Doped Fiber Amplifier  
FEC = Forward Error Correction  
FP = Fabry-Perot  
FSK = Frequency-Shift Keying  
FWM = Four-Wave Mixing  
Gbps = Giga bits per second  
GVD = Group Velocity Dispersion  
ISI = Inter-Symbol Interference  
ITU = International Telecommunication Union  
JME = Jones Matrix Eigenanalysis  
MPI = Multi-Path Interference  
MZI = Mach-Zehnder Interferometer  
NF = Noise Figure  
NRZ = Non-Retour à Zéro  
NZDSF = Non-Zero Dispersion Shifted Fiber  
OC = Optical Carrier  
OOK = On-Off Keying  
OSNR = Optical Signal-to-Noise Ratio  
OTN = Optical Transport Network  
PDL = Polarization Dependant Loss  
PDG = Polarization Dependant Gain  
PHB = Polarization Hole Burning  
PLL = Phase-Locked Loop  
PMD = Polarization Mode Dispersion  
PMF = Polarization Maintaining Fiber  
PPG = Pulse Pattern Generator

PRBS = Pseudo-Random Bit Sequence

PSK = Phase-Shift Keying

PSP = Principal State of Polarization

RIN = Relative Intensity Noise

RISQ = Réseau d'information scientifique du Québec

RZ = Retour à Zéro

SMF = Single Mode Fiber

SNR = Signal-to-Noise Ratio

SONET = Synchronized Optical Network

SPM = Self-Phase Modulation

SBS = Stimulated Brillouin Scattering

SRS = Stimulated Raman Scattering

SSMF = Standard Single Mode Fiber

TDM = Time Domain Multiplexing

VCO = Voltage Controlled Oscillator

WDM = Wavelength Division Multiplexing

XOR = Exclusive Or

XPM = Cross-Phase Modulation

# Introduction

Les systèmes de communication optique se sont développés à une vitesse incroyable au cours des 15 dernières années. Tandis que les liens les plus rapides fonctionnaient à quelques centaines de mégabits par seconde (Mbps), aujourd'hui des systèmes pouvant transmettre des téraoctets par secondes (Tbps) ont été démontrés. L'introduction de l'amplificateur à fibre dopée à l'erbium et du multiplexage en longueur d'onde, joint à l'amélioration constante des techniques de multiplexage temporel, ont été les principaux facteurs de la croissance exponentielle de la capacité de transmission.

Dès les débuts de cette croissance, le besoin de pouvoir simuler adéquatement en laboratoire un système de communication de fibre optique a été ressenti. Les simulations sur ordinateur avaient besoin d'être validées mais les expériences sur le terrain étaient très dispendieuses. L'idée d'une boucle de recirculation pour émuler un lien de communication par fibre optique était très intéressante et fut employée la première fois en 1977 [Tanifuji & Ikeda 1977] mais ce n'est seulement qu'en 1990 que c'est devenu un outil essentiel pour l'étude des liens de communication de longue distance. Aujourd'hui les expériences de boucle de recirculation sont répandues dans les compagnies et les universités et employées dans une panoplie d'études sur les transmissions dans les fibres optiques [Sun, Lima, Jiao, Wen *et al.* 2001] [Yan, Yu, Xie & Willner 2001] [Caspar, Foisel, Gladisch, Hanik *et al.* 1999] [Ramanujam, Puc, Lenner, Kidorf *et al.* 2000] [Bergano 2001] [Gnauck, Raybon, Chandrasekhar, Leuthold *et al.* 2002] [Cai, Nissov, Pflipetskii, Lucero *et al.* 2001] [Tanaka, Tsuritani, Edagawa & Suzuki 1999]. Nous présentons ici la réalisation d'une boucle de recirculation en fibre optique pour

l'émulation de la transmission longue distance à 10 Gbps à l'École Polytechnique de Montréal.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres. Dans le premier chapitre, une vue d'ensemble des liens de transmission optique longue distance, une description des différents composants ainsi que les paramètres utilisés pour caractériser la transmission sont présentés. Nous faisons ensuite dans le chapitre 2 la description de la conception et du fonctionnement d'une boucle de recirculation, de ses composants, la caractérisation de la transmission dans une boucle ainsi que la divergence entre une transmission réelle et une expérience de boucle. Finalement au chapitre 3 nous présentons la caractérisation des composants ainsi que les résultats de transmission de notre boucle de recirculation.

# Chapitre 1

## Théorie des communications par fibres optiques

La configuration en boucle de recirculation permet de simuler un lien de transmission longue distance par fibres optiques. Dans ce chapitre, nous présentons une description de ces liens, leurs composants et caractéristiques.

### 1.1 Historique des liens de transmission optique

L'histoire des communications optiques est lointaine et à travers l'antiquité, les Chinois, les Égyptiens, les Grecs et les Perses ont tous utilisé les communications par signaux de fumée ou de feu. Le poète grec Aeschylus a écrit que la nouvelle de la chute de Troie a été envoyée en Grèce au moyen d'une série de relais à base de torches enflammées [Laible 2001]. L'historien grec Herodote a écrit que, dès le 5<sup>ème</sup> siècle avant J.-C., les Grecs communiquaient en réfléchissant la lumière du soleil sur un métal poli. En 450 avant J.-C., deux ingénieurs d'Alexandrie, Kleoxenos et Demokleitos, ont inventé un système de communication optique surnommé le *télégraphe de torches* (voir figure 1.1). Les stations de réception et de transmission étaient formées de deux murs séparés, placés en haut de collines. Selon le nombre de torches allumées entre les deux

murs, le message envoyé pouvait se lire « Cent Crétois ont déserté ». Pour y arriver, 173 signes de torche devaient être employés et trente minutes étaient requises pour la transmission [Laible 2001]. Ceci peut se traduire par un débit de 0,2 bit par seconde.



FIG. 1.1 – *Murs de transmission et réception de Kleoxenos et Demokleitos.*  
[Laible 2001]

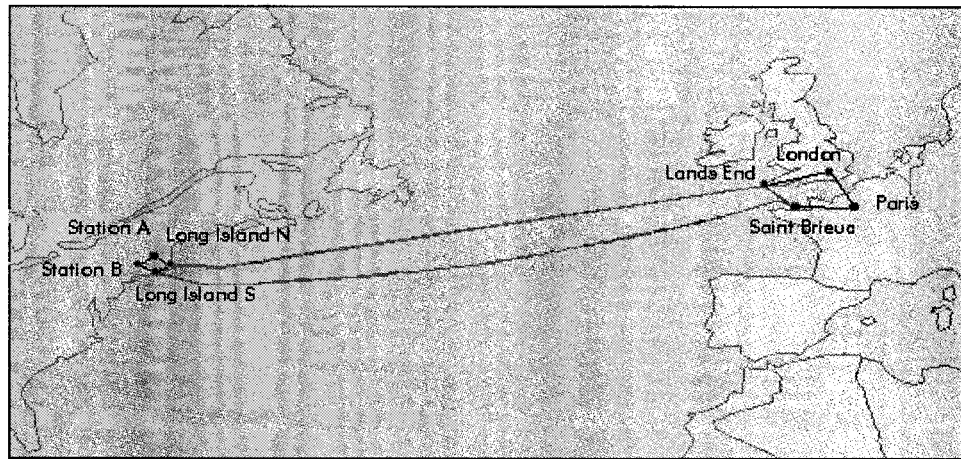


FIG. 1.2 – *Lien de transmission transatlantique Flag Atlantic-1.*  
[Alcatel 2003]

Les liens de transmission par fibres optiques tels que nous les connaissons aujourd'hui ont débuté il y a 15 ans. Le premier lien transatlantique fut le TAT-8 en 1988 [Bayvel 2000]. La porteuse optique à la longueur d'onde 1300 nm est modulée à 140 Mbps (pour « Mégabits par Seconde »), la lumière dans les deux fibres du câble est amplifiée par des répéteurs électriques [Alcatel 2003]. Plus récemment, FA-1



(figure 1.2) installé en 2001 parcourt 12 570 km entre la France, la Grande-Bretagne et les États-Unis avec 292 répéteurs (voir section 1.3.1.2) [Alcatel 2003] à un débit de 5 Gbps (pour « Gigabits par Seconde ») par fibre sur quatre fibres différentes. Ces débits sont relativement modestes selon les standards actuels. Par exemple TAT-14 contient seize longueurs d'onde différentes sur chaque fibre, chacune opérant à 10 Gbps pour une capacité totale de 640 Gbps [Sprint 2000]. Plus près de chez nous, le Réseau d'Information Scientifique du Québec (RISQ) et le réseau de communication d'Hydro-Québec, utilisent quelques-unes des dernières technologies de transmission optique. Le lien Montréal-Québec du RISQ a un débit de 10 Gbps sur 300 km sans répéteur électrique mais seulement des amplificateurs optiques (voir section 1.3.1.2) et des modules de compensation de dispersion tous les 50 km (voir 1.3.2). Le système a une possibilité de quatre-vingt longueurs d'onde différentes mais n'en utilise qu'une en ce moment [Risq 2002]. Le lien d'Hydro-Québec utilise les technologies d'amplification Raman (voir section 1.3.1.5) ainsi que des algorithmes de correction d'erreurs (voir section 1.4.5) pour une transmission à un taux d'erreur inférieur à  $10^{-13}$  à un débit de 2,5 Gbps sur plus de 200 km sans répéteur ni amplificateur.

Les réseaux de télécommunications sont divisés de façon hiérarchique en couches et chacune de ces couches a une fonction particulière dans le réseau (voir figure 1.4). La couche physique représente le lien fondamental du réseau où le transfert de données a lieu de manière physique. Elle peut être, entre autres, une liaison sur fil de cuivre, par ondes radio, satellite ou micro-onde, et la portée du lien peut être de quelques mètres ou plusieurs milliers de kilomètres.

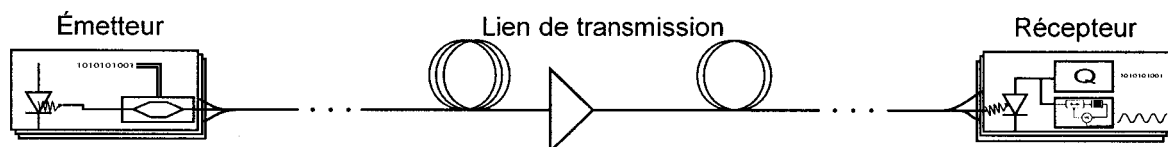


FIG. 1.3 – Schéma d'un lien de transmission longue distance illustrant les trois parties d'un lien de transmission longue distance: l'émetteur, le lien de transmission et le récepteur. Chacune des parties sera reprise en détails dans les sections suivantes.

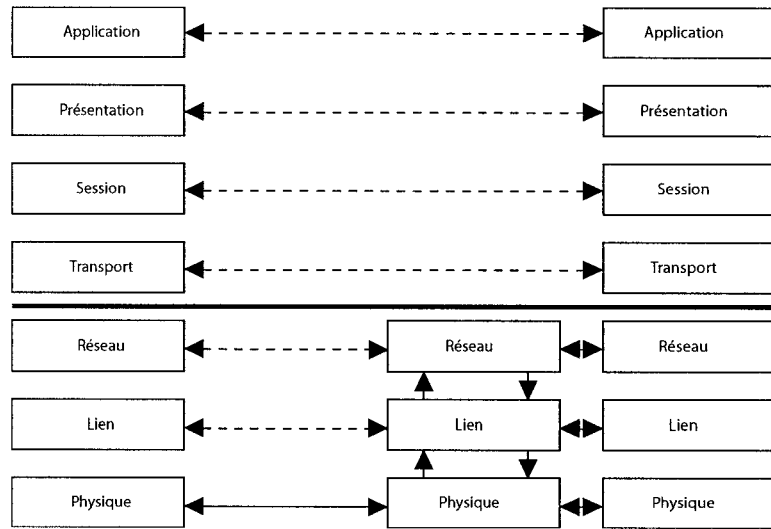


FIG. 1.4 – *Hiérarchie des réseaux de télécommunication divisé en couches, soit application, présentation, session, transport, réseau, lien ainsi que la couche physique où se situe les liens de transmission longue distance.*

Une boucle de recirculation fait l'étude d'un lien physique sur fibre optique de longue distance (de 300 km à 1000 km) ou très longue distance (plus de 1000 km). Plusieurs standards régissent cette couche optique, entre autres les standard OTN (pour « Optical Transport Network ») et SONET (pour « Synchronous Optical Network ») (voir sections 1.2.4.1).

La couche optique peut être divisées en trois parties (voir figure 1.3):

- l'émetteur
- le lien de transmission
- le récepteur

Le type d'équipement utilisé pour chacune des parties est généralement adapté à la spécificité du lien. Nous ne présentons ici que les liens longue distance à haut débit et tentons de définir les caractéristiques critiques à ce type de transmission.

## 1.2 Émetteur



### 1.2.1 Lasers

Les diodes laser sont les sources lumineuses utilisées dans les liens de transmission optique lorsque la distance de transmission dépasse les quelques kilomètres. Elles sont compactes et très efficaces pour convertir l'énergie électrique en énergie optique. Ces lasers peuvent être fabriqués en grande quantité en utilisant les technologies bien établies des semiconducteurs intégrés. Bien qu'il existe différents types de diode laser tel que les Fabry-Pérot (FP) et lasers à cavité externe (ECL pour « External cavity laser », les laser DFB (pour « Distributed Feedback ») sont les plus utilisés. Les lasers FP peuvent laser sur plusieurs modes longitudinaux ce qui produira de l'élargissement temporel couplé à de la dispersion chromatique (voir section 1.3.2).

### 1.2.2 Format d'encodage

La transmission est généralement binaire et l'information est encodée sur la porteuse optique en faisant varier l'une des caractéristiques de l'onde électromagnétique. La modulation de l'amplitude, de la phase, de la polarisation ou encore de la fréquence peuvent être utilisées pour envoyer les données binaires. Les trois formats de modulation utilisés dans les liens de transmission optique sont : ASK pour « Amplitude Shift Keying », PSK « Phase Shift Keying » et FSK « Frequency Shift Keying » [Agrawal 1997].

#### 1.2.2.1 OOK

Le type d'encodage le plus utilisé pour la transmission optique, et presque exclusivement utilisé dans les transmissions longue distance, est la modulation ouvert-fermé

(ou OOK pour « On/Off Keying ») qui est la forme binaire du format de modulation ASK. Un bit « 1 » est codé par la présence d'une impulsion lumineuse dans l'intervalle d'un bit. Les bits « 0 » sont codés idéalement par l'absence d'impulsion lumineuse. L'intervalle de temps pour la transmission d'un bit est bien entendu défini par le débit de transmission. Lorsqu'on remplit complètement l'intervall, on appelle la modulation non-retour à zéro (NRZ). Par opposition, le type retour-à-zéro (RZ), comme son nom l'indique, décrit un retour à la puissance minimum entre chaque bit (voir figure 1.5).

Comme la puissance de sortie d'un laser à semi-conducteur varie avec le courant injecté, on peut moduler directement le courant de la source lumineuse. Mais lorsque le débit devient important ( $>2,5$  Gbps), la modulation directe des diodes laser engendre du paillement (« chirp »), c'est-à-dire un glissement de la fréquence porteuse. En utilisant un modulateur externe en configuration « push-pull », ou en choisissant une configuration asymétrique selon des axes électro-optiques particuliers on peut minimiser ou éliminer le paillement [Agrawal 1997]. Le paillement n'est pas toujours néfaste dans le lien de transmission. Bien que celui provenant de la modulation directe peut engendrer une pénalité de dispersion, celui d'un modulateur externe de type MZ, au contraire, peut être souhaitable afin d'améliorer la compression d'impulsion et de ce fait la performance.

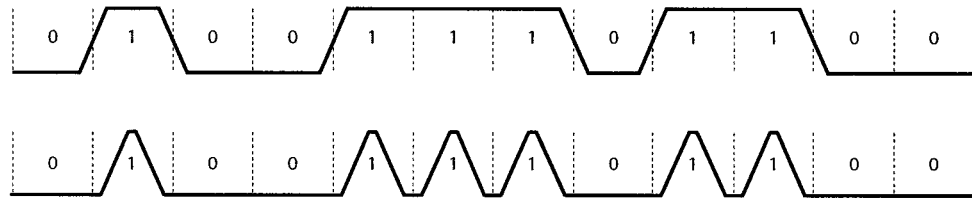


FIG. 1.5 – *Modulation NRZ et RZ.*

### 1.2.2.2 PSK et DPSK

Les réseaux de transmission par fibres optiques sont probablement les seuls réseaux de télécommunication se basant encore exclusivement sur la modulation OOK pour

transmettre les données. D'autres types de réseaux comme le réseau téléphonique ont été forcés de développer de nouveaux formats d'encodage plus efficaces spectralement à cause de la largeur de bande restreinte de leur médium. La largeur de bande élevée de la fibre optique, ainsi que la capacité de moduler directement en intensité des diodes laser et les propriétés des photodiodes de détecter l'intensité lumineuse, ont fait de l'OOK une solution fiable et économique. Pour la modulation PSK, le train binaire optique est produit en modulant la phase et en maintenant l'amplitude du signal optique constante. Dans le PSK binaire, un « 1 » est dénoté par une phase  $\phi$  du signal laser, alors que le « 0 » est dénoté par  $\phi + \pi$ . Un aspect intéressant du format PSK est que l'intensité optique au transmetteur reste constante pour tous les bits. La détection est cohérente, puisque la phase est détectée à la sortie par interférence avec un oscillateur local. En pratique, il est difficile d'ajuster correctement l'oscillateur local pour obtenir un rendement constant.

Le DPSK diffère du PSK dans la manière dont les données sont encodées et décodées. Le signal de modulation de DPSK n'est pas la corrélation directe entre le signal binaire et la phase mais plutôt un algorithme qui encode le *changement* de phase entre deux bits subséquents. Cette technique élimine le recours à un oscillateur local puisque le démodulateur détecte seulement le changement de la phase d'un bit à l'autre. Un changement de phase est interprété comme « 1 » et aucun changement de phase comme « 0 ». Pour démoduler, un interféromètre Mach-Zehnder (MZI pour « Mach-Zehnder Interferometer ») est utilisé de sorte qu'un bit interfère avec le suivant. Une grande partie du gain réalisé par le DPSK provient de l'utilisation de récepteurs équilibrés sur les deux branches sortantes du MZI [Rohde, Caspar, Heimes, Konitzer *et al.* 2000].

Deux sous-catégories du DPSK sont le retour-à-zéro DPSK (RZ-DPSK) et le « quadrature DPSK » (DQPSK). Le RZ-DPSK consiste à moduler en phase un train d'impulsions qui ont une durée plus courte que la largeur temporelle du bit. Un modulateur d'intensité génère les impulsions optiques RZ qui sont alors encodées en

phase différentielle. Ce type d'encodage serait encore plus robuste, entre autres à la PMD, que le DPSK à intensité constante [Kim, Doerr, Pafchek, Stulz *et al.* 2002]. Le DQPSK n'est pas un encodage binaire puisqu'il utilise quatre phases possibles au lieu de deux. Ceci résulte en une meilleure utilisation de la bande passante. Certains articles tentent de démontrer que le DQPSK est moins sensible aux dispersions chromatique et modale de polarisation que le OOK et le DPSK [Griffin, Johnstone, Walker, Wadsworth *et al.* 2002].

### 1.2.2.3 FSK

Dans la modulation FSK, l'information est codée sur la porteuse optique en décalant la fréquence porteuse par rapport à elle-même. Pour un signal numérique binaire, le bit « 1 » et le bit « 0 » transmis sont représentés par deux fréquences différentes. Le format de FSK peut également être interprété comme une modulation de PSK où la phase de la porteuse augmente ou diminue linéairement sur la durée d'un bit. L'exécution du FSK exige des modulateurs capables de décaler la fréquence incidente du signal optique. Ce type de modulation n'est pas utilisé dans les transmissions longue distance.

### 1.2.2.4 Modulation en polarisation

Un dernier paramètre du champ électro-magnétique que l'on peut contrôler pour encoder de l'information est la polarisation. Même si ce type de modulation n'est pas très utilisé, il est cependant possible de moduler en phase ou en intensité deux polarisations orthogonales à la même longueur d'onde [Hecker, Gottwald, Kotten, Weiske *et al.* 2001] et ainsi maximiser l'efficacité spectrale (voir section 1.5.1).

Moduler la polarisation en plus de l'intensité peut réduire certains effets dans le lien de transmission lorsqu'ils sont modulés au même débit [Bergano, Davidson & Heisman 1996].

### 1.2.3 Modulateurs

Le format d'encodage le plus utilisé est le OOK. À haut débit, soit plus de 2,5 Gbps, on se doit d'utiliser un modulateur externe car la pénalité due au piaillage devient importante lorsque les lasers sont modulés directement. Les modulateurs optiques sont utilisés dans les liens de transmission pour encoder les signaux électriques en signaux optiques. Ils ouvrent et ferment le circuit à la sortie de la source laser, servant ainsi de modulateur externe. Pour être efficace, le temps d'extinction doit correspondre à une petite fraction de la durée d'un bit. Ces modulateurs doivent aussi avoir des pertes d'insertion faibles et un rapport d'extinction (soit le rapport entre la puissance d'un « 1 » et la puissance d'un « 0 ») élevé. Une modulation parfaite donne un rapport d'extinction infini (puissance des « 0 » est nulle) mais en pratique cela n'est pas possible. Les modulateurs permettant de faire la modulation d'intensité et de phase pour la transmission longue distance sont présentés.

Deux types de technologie sont utilisées pour faire la modulation externe : les modulateurs à électro-absorption et les modulateurs électro-optiques. Ils fonctionnent selon deux principes différents.

#### 1.2.3.1 Modulateur électro-absorption

Les modulateurs à électro-absorption utilisent un matériau qui devient absorbant à la longueur d'onde des télécommunications lorsque l'on applique un courant électrique. Ce type de modulateur fonctionne généralement sur le principe de l'effet Stark à confinement quantique [Miller, Chemla, Damen, Gossard *et al.* 1985].

#### 1.2.3.2 Modulateur Mach-Zehnder

En utilisant un MZI, on divise la lumière en deux chemins différents qui sont ensuite recombinaés. Le guide optique utilisé est entouré d'un matériau électro-optique et l'application d'une tension sur un des chemins (ou les deux) cause un changement de phase. Le matériau habituellement utilisé est le niobate de lithium. Lorsque la

lumière se recombine et que la différence entre les deux chemins est  $\pi$ , il y aura interférence destructive, donc absence de lumière, et si la différence est nulle il y aura interférence constructive. Le résultat est un signal modulé en intensité (OOK). En configuration « push-pull » les deux branches de l'interféromètre induisent des changements de phase opposés l'une de l'autre. Un déphasage de seulement  $\pm\pi/2$  est requis dans chacune des branches.

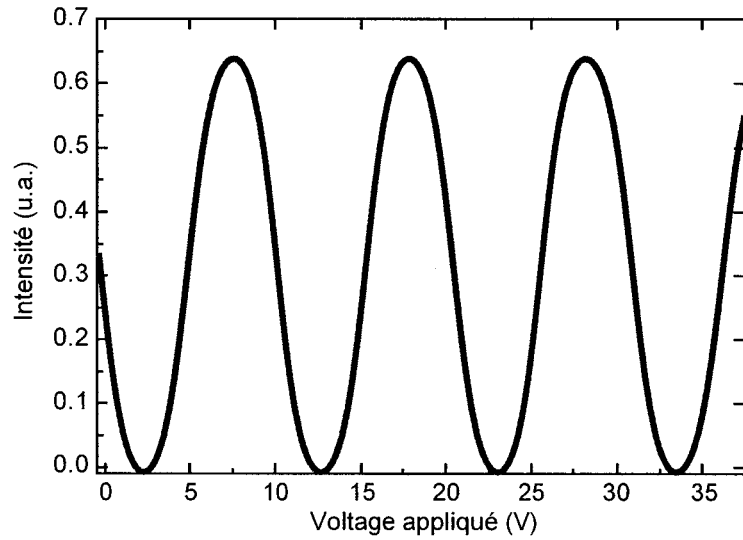


FIG. 1.6 – Réponse en intensité en fonction de la tension électrique d'un modulateur Mach-Zehnder.

La réponse de l'intensité en tension du modulateur MZ idéal est sinusoïdale tel que présenté sur la figure 1.6. En modulant la tension avec le signal électrique, on obtient une modulation de l'intensité de la lumière correspondante. Pour obtenir la meilleure performance possible, on doit ajuster le voltage DC pour que la modulation électrique soit centrée sur un zéro du sinus et s'assurer que le signal électrique ne dépasse pas  $V_\pi$ . La figure 1.7 illustre l'effet de cet ajustement sur la forme des impulsions à l'aide du diagramme de l'œil (voir diagramme de l'œil à la section 1.5.4). La configuration « push-pull », modifiant l'indice effectif dans les deux branches du MZI, permet d'obtenir une valeur  $V_\pi$  d'environ la moitié.



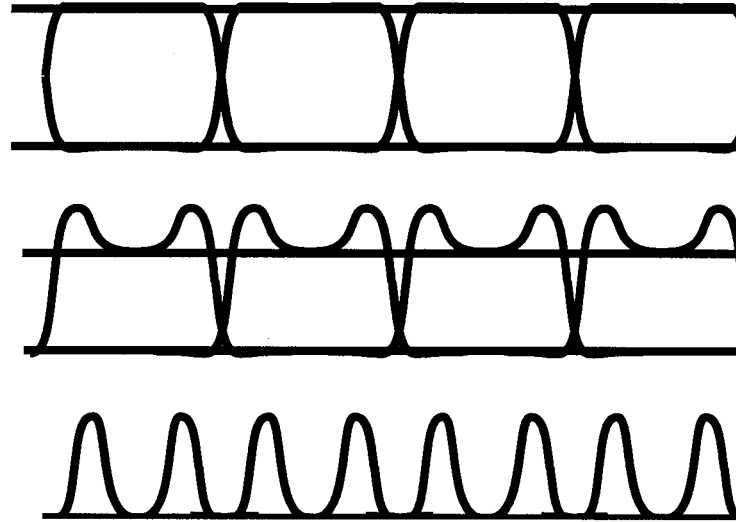


FIG. 1.7 – *Effet de l'ajustement du voltage DC sur le diagramme de l'œil dans un modulateur électro-optique Mach-Zehnder.*

### 1.2.3.3 Modulateur de phase

Les modulateurs de phase typiques fonctionnent sur le même principe que les modulateurs MZ en n'utilisant qu'un guide d'onde droit entouré d'un matériau dont l'indice de réfraction change lorsque l'on applique une tension électrique. Le changement d'indice permet de produire un changement de phase à la sortie du modulateur. Il n'y a pas d'ajustement du voltage DC du modulateur de phase pour une modulation DPSK puisque seulement la différence de phase relative est utilisée et non pas la phase absolue. Le  $V_\pi$  peut être plus élevé pour ce type de modulateur puisqu'il ne peut profiter de l'avantage de la configuration « push-pull ».

## 1.2.4 Multiplexage

L'augmentation de demande en largeur de bande, le coût d'installation de la nouvelle fibre et l'apparition des amplificateurs à fibre dopée à l'erbium ont contribué au développement du multiplexage des signaux transmis sur une même ligne.

Il existe plusieurs types de multiplexage tels que : le multiplexage dans le temps

(TDM pour « Time Division Multiplexing ») et le multiplexage en longueur d'onde (WDM pour « Wavelength Division Multiplexing »). Ces deux types de multiplexage ne s'excluent pas mutuellement.

#### 1.2.4.1 Multiplexage dans le temps

Le processus qui consiste à regrouper des débits primaires pour former un débit supérieur plus facile à transmettre et à gérer dans le réseau de communication est le multiplexage dans le temps (TDM). Ce type de multiplexage est amplement utilisé dans les systèmes de télécommunications dans les couches supérieures à la couche optique car les données fournies au modulateur optique sont généralement déjà multiplexées au débit du lien optique. Le débit souche des réseaux de télécommunications est 64 kilobits par seconde (64 kbps) qui représente la bande passante nécessaire pour transmettre la voix dans une ligne téléphonique. C'est en multiplexant dans le temps plusieurs lignes à 64 kbps que l'on peut envoyer des milliers de lignes vocales dans la fibre optique. Bien que le transport de données est aujourd'hui beaucoup plus important que celui de la voix, les standards utilisés ont leurs origines dans les communications téléphoniques. L'*Union internationale des télécommunications* (ITU pour « International Telecommunication Union ») est l'organisme international qui recommande les standards pour tous les domaines des télécommunications. Les liens longue distance obéissent soit aux standards OTN ou SONET. Le standard SONET OC-192 correspond à 192 lien digitales OC-1 opérant à 51,84 Mbps. Un lien OC-1 correspond à 672 lignes téléphoniques.

Il est cependant possible de multiplexer optiquement dans le temps, une technique appelé OTDM (pour « Optical Time Division Multiplexing »). Ceci permet l'utilisation de propriétés optiques pour obtenir des débits beaucoup plus élevés que ce qui est actuellement possible par l'opto-électronique. Il existe plusieurs techniques pour faire de l'OTDM. Une de celle-ci consiste à générer un signal RZ (voir section 1.2.2.1) fait de courtes impulsions grâce à deux modulateurs MZ tel qu'illustré à la

TAB. 1.1 – Débit de transmission pour quelques standards des télécommunications

Standard	Débit	Commentaires
DS0	64 Kbps	ligne téléphonique
T1	1,544 Mbps	24 lignes téléphonique
OC-1	51,84 Mbps	28 liens T1
OC-3	155,52 Mbps	84 liens T1
OC-12	622,08 Mbps	4 liens OC-3
OC-48	2,488 Gbps	4 liens OC-12
OC-192	9,953 Gbps	4 liens OC-48
OC-768	39,8 Gbps	4 liens OC-192

figure 1.8. En fournissant au premier modulateur un signal d'horloge à une demi fois le débit de transmission pendant que le biais DC (voir section 1.2.3.2) est ajusté à la quadrature du sinus, on obtient les impulsions de la figure 1.9. Elles sont ensuite encodées par le deuxième modulateur. On doit encore utiliser un autre effet non-linéaire tel l'auto-modulation de phase, pour comprimer les impulsions après la modulation. On combine ensuite plusieurs de ces signaux sur une même fibre en appliquant le délai approprié pour chaque canal temporel. En utilisant l'OTDM et en multiplexant dans le temps 64 canaux à 10 Gbps, Nakazawa et al [Nakazawa, Yoshida, Yamamoto, Yamada *et al.* 1998] ont transmis 640 Gbps sur 60 km sur une seule longueur d'onde.

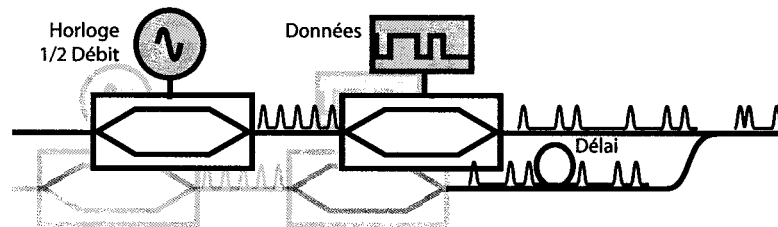


FIG. 1.8 – Schéma de multiplexage optique dans le temps en utilisant deux modulateurs Mach-Zehnder.

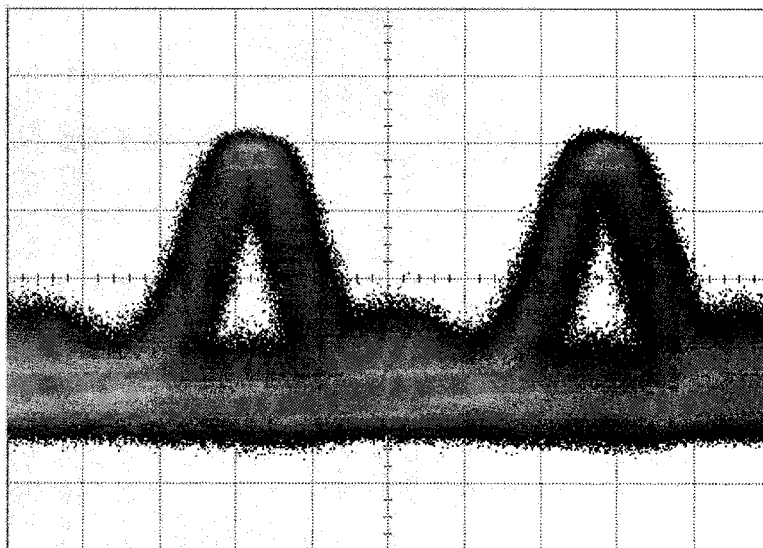


FIG. 1.9 – *Résultat pris avec le montage au Laboratoire des Fibres Optiques illustrant la génération d'impulsions en ajustant le biais d'un modulateur Mach-Zehnder au point de quadrature.*

#### 1.2.4.2 Multiplexage en longueur d'onde

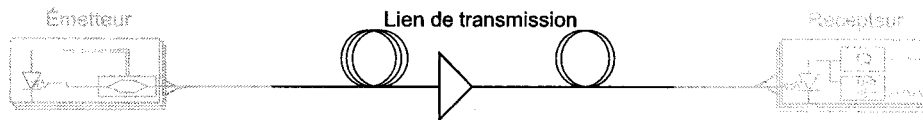
Le multiplexage en longueur d'onde permet de partager la largeur de bande disponible sur le lien de transmission en une série de canaux de plus faible bande passante. La technologie WDM est dite dense (DWDM pour « Dense Wavelength Division Multiplexing ») lorsque l'espacement entre les fréquences utilisé est égal ou inférieur à 100 GHz. À 10 Gbps un exemple utilisé est le standard ITU de 100 GHz d'espacement centré sur la fréquence absolue 193,1 THz (une ligne d'absorption de l'acétylène). En longueur d'onde dans le vide, ceci équivaut à  $\Delta\lambda \approx 0,8$  nm autour de  $\lambda = 1550$  nm). Un paramètre important est l'efficacité spectrale expliqué à la section 1.5.1 qui est le débit d'un canal divisé par l'espacement spectral entre deux canaux adjacents. Pour de grandes distances de propagation sans régénération électrique, il est généralement admis que l'efficacité spectrale doit être inférieure ou égale à 0,2 bit/s/Hz. L'ITU a défini une grille standardisée par sa recommandation G.694.1 pour le DWDM qui assigne à chaque canal une longueur d'onde spécifique (voir liste par-

tielle au tableau 1.2.

TAB. 1.2 – *Grille d’assignation de l’International Telecommunication Union.*

Canal	Fréquence (THz)	$\lambda$ (nm)	Canal	Fréquence (THz)	$\lambda$ (nm)
525	193,1	1552,52	493	193,5	1549,32
517	193,2	1551,72	485	193,6	1548,51
509	193,3	1550,92	477	193,7	1547,72
501	193,4	1550,12	469	193,8	1546,72

### 1.3 Lien de transmission



La propagation du champ électromagnétique dans la fibre optique donne lieu à plusieurs effets physique fondamentaux. Ces effets doivent être bien compris pour pouvoir soit les atténuer, les compenser ou tout simplement en tirer avantage. On caractérise le lien de transmission et les composants nécessaires à la transmission selon, entre autres, la *perte d’insertion* (ou IL pour « Insertion Loss »), la *dispersion chromatique* (ou CD pour « Chromatic Dispersion »), la *perte dépendante de la polarisation* (ou PDL pour « Polarization Dependent Loss ») et le *délai de groupe différentiel* (ou DGD pour « Differential Group Delay »).

1. La perte d’insertion est la transmittance  $T$  du composant exprimée en dB, définie par  $IL = 10 \log_{10}(T)$  (dans le cas des amplificateurs, il s’agit d’un gain). L’importance de ce paramètre est expliquée à la section 1.3.1.
2. La dispersion chromatique des composants et de la fibre est exprimée par le paramètre de quantité de dispersion en  $\text{ps}\cdot\text{nm}^{-1}$ . Elle est habituellement faible pour les composants sauf évidemment pour des réseaux de Bragg par exemple, conçus pour compenser la dispersion accumulée sur plusieurs kilomètres de fibre,

voir section 1.3.3.2). L'importance de ce paramètre est expliquée à la section 1.3.2.

3. La perte dépendant de la polarisation dans la fibre optique provient presque exclusivement des pertes de courbure. Cependant, la PDL peut être significative dans certains composants du lien de transmission. L'importance de ce paramètre est expliquée à la section 1.3.4.2.
4. La biréfringence du composant induit aussi un délai de groupe différent pour les différents états de polarisation. La différence entre les délais de groupe pour l'état de polarisation le plus rapide et le plus lent définit le paramètre DGD qui est habituellement exprimé en picosecondes. L'importance de ce paramètre est expliquée à la section 1.3.4.3.

### 1.3.1 Atténuation et amplification

#### 1.3.1.1 Atténuation

La fabrication des fibres standards étant bien contrôlée, les causes principales de *perte* sont soit les limitations intrinsèques au matériau constituant, c'est-à-dire la silice, ou les propriétés induites par un profil d'indice particulier.

1. Du côté de l'ultraviolet, la limitation vient de la diffusion Rayleigh qui est la diffusion de la lumière sur les molécules du matériau. La diffusion Rayleigh est d'autant plus grande que la longueur d'onde est courte avec une variation en  $\lambda^{-4}$ .
2. Du côté de l'infrarouge, la limitation est due à l'absorption liée aux vibrations des liaisons Si-O.

L'eau ou plus précisément l'ion  $\text{OH}^-$ , qui est le principal dopant résiduel des fibres de silice, occasionne en outre des pics d'atténuation vers 1380 nm. Les procédés de fabrication utilisés aujourd'hui peuvent pratiquement éliminer la présence de ces dopants

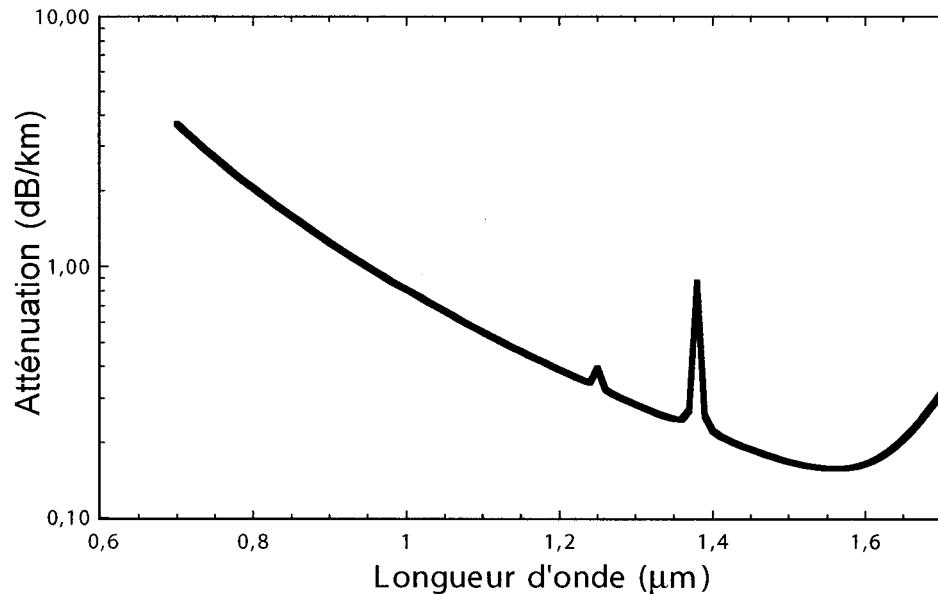


FIG. 1.10 – *Illustration de l'atténuation dans les fibres optiques.*

et ainsi permettre l'utilisation de toute la bande en obtenant de faibles pertes de 1280 nm jusqu'à 1620 nm.

L'atténuation contribue à détériorer la transmission dans la fibre et est un des paramètres qui déterminent la distance maximale entre les amplificateurs dans les transmissions longue distance. L'utilisation d'amplificateur pour compenser l'atténuation introduira du bruit néfaste à la transmission. Ce paramètre est primordial dans le planification du budget de puissance expliqué à la section 1.5.2. L'atténuation d'une fibre unimodale standard des télécommunications dans la bande autour de 1550 nm est de l'ordre de 0,2 dB/km.

### 1.3.1.2 Amplification

Dans une ligne de transmission, l'amplification est nécessaire pour compenser l'atténuation due à la fibre optique, aux différentes pertes d'épissure ainsi qu'aux pertes d'insertion dans les différents composants.

Plusieurs types d'amplificateurs optiques sont utilisés dans les liens de transmis-

sion optique. On distingue les amplificateurs opto-électroniques des régénérateurs qui convertissent le signal optique en signal électrique pour l'amplifier, le remettre en forme et le re-synchroniser avant de le reconvertir en signal optique, c'est ce qu'on appelle la régénération 3R (ré-amplification, re-synchronisation, remise en forme). Un autre type d'amplificateurs est l'amplificateur optique dont l'avantage est la capacité d'amplifier plusieurs longueurs d'onde simultanément (ce qui explique leur très grande popularité). Typiquement un amplificateur à fibres dopées à l'erbium aura 40 nm de largeur spectrale de gain. Un seul amplificateur optique pour plusieurs canaux remplace un démultiplexeur pour séparer les canaux, un régénérateur pour chaque canal et un multiplexeur pour les recombinaison dans une seule fibre. On peut définir deux types d'amplificateur optique. Ceux qui utilisent l'émission stimulée, comme les amplificateurs optiques à semi-conducteurs et les amplificateurs à fibre dopée, et ceux qui utilisent les effets non-linéaires Raman, Brillouin ou mélange quatre ondes dans la fibre optique.

Les amplificateurs peuvent être caractérisés par trois paramètres principaux :

1. le gain à signal faible (SSG pour « Small Signal Gain »), c'est-à-dire le gain maximum que l'amplificateur peut donner si la puissance d'entrée est faible comparativement à la puissance maximum ;
2. la puissance maximum (à saturation), c'est-à-dire la puissance maximum que l'amplificateur peut produire ;
3. le facteur de bruit (NF pour « Noise Figure ») qui caractérise le bruit généré par les amplificateurs. Celui-ci est défini par

$$NF = \frac{OSNR_{out}}{OSNR_{in}} \quad (1.1)$$

où l' $OSNR$  représente le rapport signal sur bruit tel que défini à la section 1.5.3 et les indices *out* et *in* font référence respectivement à la sortie et à l'entrée de l'amplificateur. Si l'on suppose que  $OSNR_{in}$  est limité par le « shot noise » (voir



section 1.5.3), l'équation 1.1 devient :

$$NF = \frac{P_{\text{ase}}}{h\nu GB_o} + \frac{1}{G} \quad (1.2)$$

ou  $P_{\text{ase}}$  est la puissance de l'ASE,  $h\nu$  l'énergie d'un photon,  $G$  le gain de l'amplificateur et  $B_o$  la largeur spectrale de l'amplificateur.

D'autres paramètres définissant l'amplification sont la dépendance en polarisation du gain (PDG pour « Polarization Dependent Gain » ainsi que le « Gain flatness ».

### 1.3.1.3 Amplificateur à fibre dopée à l'erbium

L'amplificateur optique tout-fibre à base de fibre dopée à l'erbium (ou EDFA pour « Erbium Doped Fiber Amplifier ») est très populaire du fait que la bande d'amplification correspond à la bande de faible atténuation de la fibre optique. Dans les réseaux WDM, leur grande largeur de bande permet d'amplifier simultanément plusieurs canaux dans la plage de longueurs d'onde de 1530 nm à 1570 nm. C'est la bande C des télécommunications optiques tel que définit par l'ITU-T. Différents types d'EDFA sont également utilisés pour amplifier dans les bandes S (« Short ») de 1490 nm à 1530 nm et L (« Long ») de 1570 nm à 1610 nm.

L'énergie provient d'un laser de pompe (à une longueur d'onde de 980 nm ou 1480 nm) injectée par un coupleur multiplexeur (980 nm / 1550 nm ou 1480 nm / 1550 nm) en pompage co-propagatif et/ou contra-propagatif par rapport à la direction du signal. À la sortie de l'amplificateur, un autre coupleur multiplexeur sépare le signal amplifié de toute la puissance résiduelle de pompe. Un isolateur à l'entrée et/ou à la sortie de l'amplificateur prévient la propagation de réflexions dans l'amplificateur et empêche la contre-propagation du bruit généré à l'intérieur de l'amplificateur par l'émission spontanée. Ce bruit sera amplifié dans l'EDFA et contribuera à la dégradation du rapport signal sur bruit (voir OSNR 1.5.3).

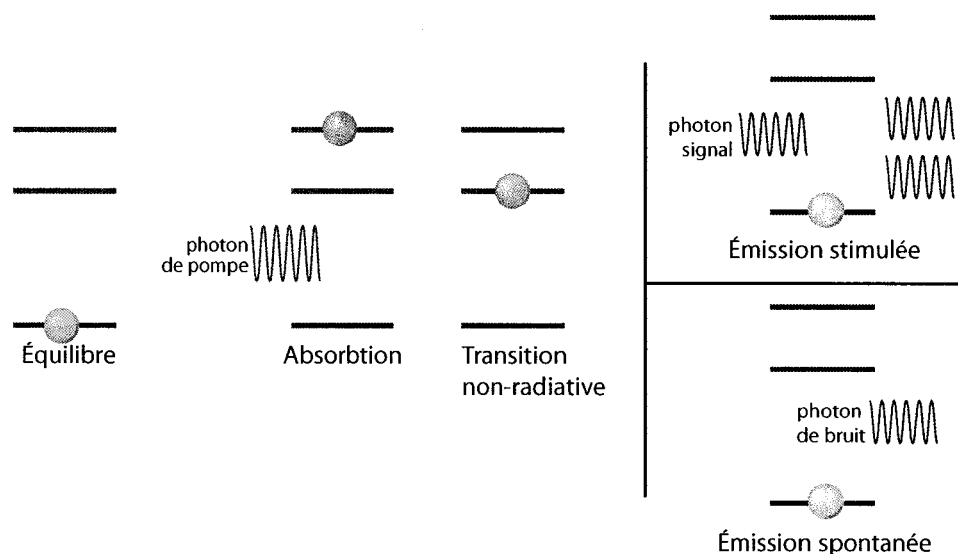


FIG. 1.11 – Niveau d'énergie de l'amplification dans les fibres à l'erbium.

#### 1.3.1.4 Amplificateur optique semi-conducteur

L'utilisation d'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA pour « Semiconductor Optical Amplifier ») réduirait les coûts d'installation de liens optiques par rapport aux amplificateurs à fibre dopée. Ces derniers comportent généralement déjà un laser à semi-conducteur dont le procédé de fabrication est similaire aux SOA. Les amplificateurs à fibre requiert plusieurs autres composants et les coûts d'intégration et d'emballage sont alors plus importants. Cependant le facteur de bruit élevé et la dynamique de gain des SOA ont limité leur utilisation à des liens à un seul canal de courte distance.

#### 1.3.1.5 Amplification Raman

L'utilisation de l'effet non-linéaire Raman ou plus précisément l'émission Raman stimulée (SRS pour « Stimulated Raman Scattering ») dans les fibres optiques est de plus en plus populaire dans la transmission longue distance. Un amplificateur Raman emploie les propriétés intrinsèques des fibres de silice pour obtenir l'amplification

du signal et donc les fibres de transmission peuvent être employées comme milieu amplificateur. L'atténuation intrinsèque des signaux transmis sur la fibre peut être compensée dans cette même fibre. Un tel amplificateur est connu comme amplificateur Raman distribué (DRA pour « Distributed Raman Amplifier »). Par opposition, les amplificateurs discrets sont contenus dans un module d'amplification et utilisent généralement une fibre hautement non-linéaire optimisée pour l'amplification Raman [Communications 2002]. Le gain Raman dépend fortement de la puissance de pompe, la puissance du signal et de la différence de fréquence entre la pompe et le signal. L'amplification se produit quand un photon de pompe donne son énergie pour créer un nouveau photon à la longueur d'onde du signal. L'énergie résiduelle est absorbée sous forme de phonons (énergie vibratoire) dans la fibre telle que présentée sur la figure 1.12.

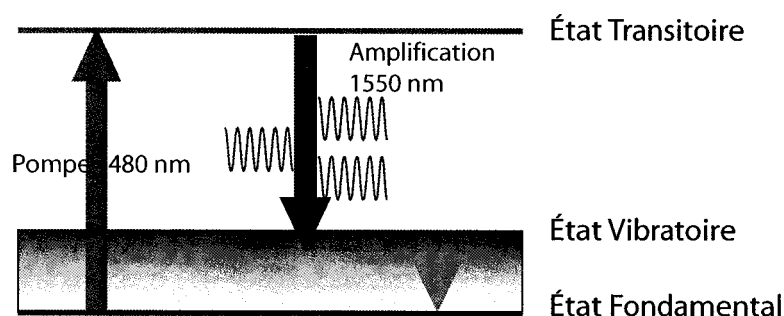


FIG. 1.12 – États d'énergie dans l'amplification Raman stimulée.

Il existe une bande d'états vibratoires possibles au-dessus de l'état fondamental et donc une large bande de transitions possibles pour faire de l'amplification. Ceci est schématisé sur la figure 1.12 au moyen de la région ombragée. D'une façon générale, le gain Raman d'une fibre de silice augmente presque linéairement avec l'espacement en longueur d'onde entre le signal et la pompe avec un maximum à environ 100 nm et puis redescend rapidement avec un accroissement de l'espacement. La figure 1.13 illustre une courbe typique de gain Raman. On utilise généralement deux pompes Raman décalées de 30 nm pour couvrir une plage de 40 nm de gain plat à  $\pm 1$  dB.

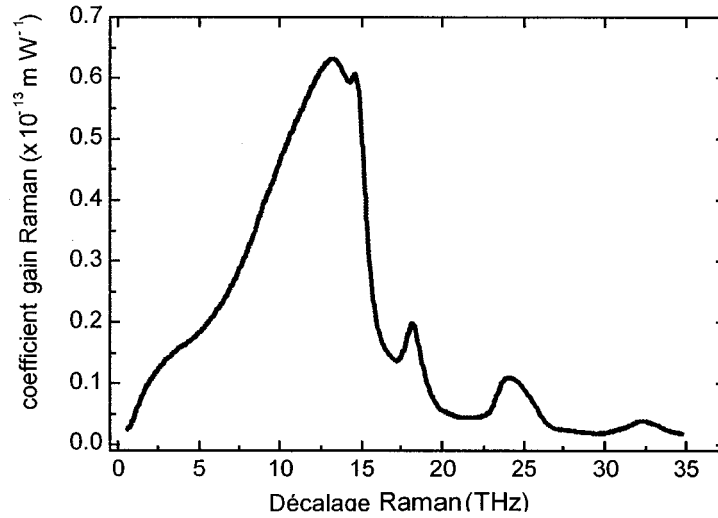


FIG. 1.13 – Coefficient de gain Raman en fonction de l'espacement de la fréquence de pompe.

[Stolen, Gordon, Tomlinson & Haus 1989]

Le centre de la plage de gain Raman est liée à la longueur d'onde de pompe utilisée et peut donc être ajustée. Ainsi l'amplification Raman peut être réalisée sur toute la plage de transmission à faible perte de la fibre de silice (sans atténuation  $OH^-$ ). La région amplifiée ne dépend que de la disponibilité de sources puissantes de pompe aux longueurs d'onde exigées. L'inconvénient de l'amplification Raman est le besoin de puissances élevées de pompe pour fournir un gain raisonnable et ainsi des composants pouvant supporter cette haute puissance. Conséquemment les connecteurs doivent être manipulé avec soin. Un gain Raman trop élevé peut mené à l'amplification de réflexions et à la double réflexion Rayleigh (« double Rayleigh scattering ») qui engendra de l'interférence multi-trajet (ou MPI pour « Multi Path Interference ») ce qui finalement dégradera l'OSNR.

### 1.3.2 Dispersion

La dispersion de vitesse de groupe (ou GVD pour « Group Velocity Dispersion ») est l'effet par lequel différentes composantes spectrales d'une impulsion voyagent à des

vitesse différentes et donc arrivent décalées au récepteur. On le voit par l'équation de propagation linéaire pour une impulsion dans la fibre unimodale.

$$\frac{dA}{dz} + \beta_1 \frac{dA}{dt} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{d^2 A}{dt^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{d^3 A}{dt^3} + \dots = 0 \quad (1.3)$$

où  $A$  est l'amplitude, et  $\beta_i = d^i \beta / d\omega^i$  et donc  $\beta_1$  est un délai de phase,  $\beta_2$  est la dispersion de vitesse de groupe, et  $\beta_3$  est la pente de dispersion par rapport à la longueur d'onde [Agrawal 1997].

Ainsi une impulsion met un temps  $\tau$  pour traverser une fibre de longueur  $L$ , défini par :

$$\tau = \frac{L}{V_g} = \frac{L}{c} \frac{d\beta}{dk} \quad (1.4)$$

où  $V_g$  est la vitesse de groupe. Elle subit un élargissement temporel  $d\tau/d\lambda$  par unité de longueur d'onde et on définit ainsi un paramètre de dispersion

$$D = \frac{1}{L} \frac{d\tau}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.5)$$

qui représente la variation du délai par unité de longueur d'onde et longueur de propagation et est habituellement exprimé en ps·nm<sup>-1</sup>·km<sup>-1</sup>. L'élargissement temporel produit par la dispersion a un effet sur la détection du signal en fin de transmission.

Le dernier terme de l'équation 1.3 représente l'auto-raïdissement d'une impulsion, c'est-à-dire l'effet de la pente de dispersion sur une impulsion donnée que l'on peut nommer la pente intra-impulsion. Lorsque celles-ci sont plus grande que 1 ps, l'effet est cependant négligeable. La dispersion de second ordre définit par le paramètre  $S$  de l'équation 1.6 est un problème puisque qu'elle sous-entend que différents canaux WDM auront un facteur de dispersion différent. La compensation de dispersion telle que décrite à la section 1.3.3 doit tenir compte de ce fait.

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2 \quad (1.6)$$

Pour les fibres standards unimodale, la dispersion provient principalement du matériau. Elle est gouvernée par la dépendance en longueur d'onde de l'indice de réfraction de la silice. L'indice de dispersion  $D$  passe par zéro autour de  $\lambda = 1300$  nm est de l'ordre de  $17 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$  à  $\lambda = 1550$  nm [Agrawal 1997].

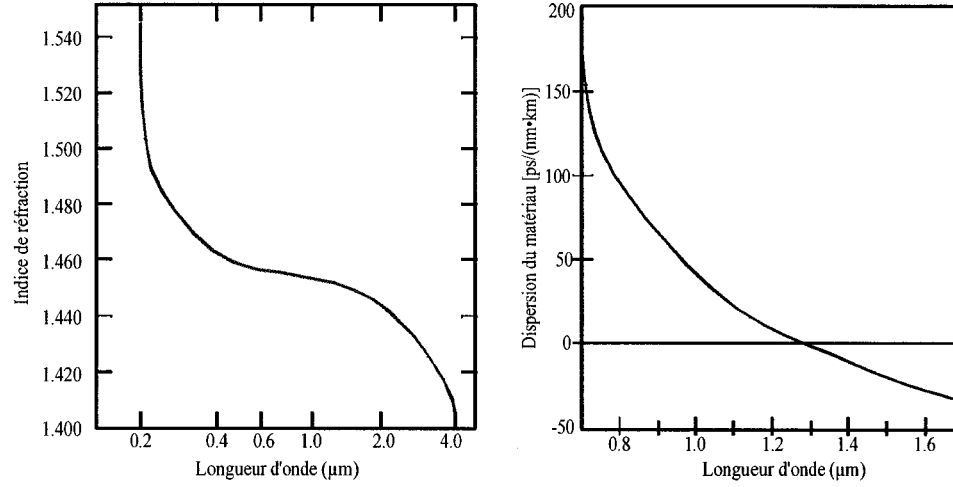


FIG. 1.14 – Indice de réfraction et facteur de dispersion  $D$  en fonction de la longueur d'onde dans une fibre unimodale standard.

TAB. 1.3 – Fibres unimodales de télécommunications

Standard	Application	$D$ à 1550 nm $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$	$S$ à 1550 nm $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-2} \cdot \text{km}^{-1}$	Atténuation $\text{dB/km}$	$A_{\text{eff}}$ $\mu\text{m}^2$
-	-				
G.652	SSMF	17	0,05	0,2	80
G.653	DSF	0	0,07	0,2	50
G.655	NZDSF	4	0,08	0,2	50

Le tableau 1.3 montre trois fibres unimodales utilisées dans les liens optiques ainsi que leurs caractéristiques. La SMF28 de *Corning* est une application commerciale du standard G.652 SSMF.

Les premières solutions pour éliminer le GVD (voir section 1.3.3) à  $\lambda = 1550$  nm ont consisté à fabriquer des fibres avec un profil d'indice conçu de façon à ce que la dispersion du guide compense celle du matériau et déplace le zéro de dispersion

de  $\lambda = 1300$  nm à  $\lambda = 1550$  nm. Ce sont des fibres à dispersion décalée (ou DSF pour « Dispersion Shifted Fiber »). Cette solution n'est pas très utilisée parce que l'accord de phase pour le mélange à quatre ondes (voir section 1.3.5.3), est automatiquement réalisé autour de la longueur d'onde de dispersion nulle. D'autres types de fibre appelé NZDSF (pour « Non-Zéro Dispersion Shifted Fiber ») donne une dispersion réduite mais non-nulle à 1550 nm. Une autre solution est la fibre à dispersion négative (ou DCF pour « Dispersion Compensating Fiber », voir section 1.3.3.1). Elle est insérée après (ou avant) la fibre de transport pour compenser la dispersion accumulée. On utilise également des dispositifs additionnels, c'est-à-dire des compensateurs de dispersion (tel que les réseaux de Bragg, voir section 1.3.3.2) qui compensent la dispersion résiduelle à la fin du lien optique. Ces dispositifs n'étant généralement pas à large bande, leurs utilisation dans le lien de transmission requiert un démultiplexage spectral et ensuite un multiplexage. À la fin du lien optique, les canaux sont déjà séparés.

Dans les liens de transmission à haut débit et de longue distance, on ne peut considérer le GVD indépendamment des autres effets physiques. Les effets non-linéaires expliqué à la section 1.3.5 doivent être pris en considération à haut débit (densité de puissance élevé) et à longue distance d'interaction.

### 1.3.3 Compensation de dispersion

Il existe deux principales stratégies pour compenser la dispersion : les fibres à dispersion négative et les réseaux de Bragg. Elles ont chacune leurs propriétés et telles que décrites plus bas, peuvent être utilisées conjointement dans une stratégie de compensation de dispersion, aussi appelée « carte de dispersion », voir section 1.3.3.3).

### 1.3.3.1 Fibres à dispersion négative

La manière la plus simple de remédier à l'élargissement causé par la dispersion chromatique est d'utiliser des fibres de compensation de dispersion généralement proposées en module (DCM pour « Dispersion Compensation Module ») qui se compose d'une longueur d'une fibre dont le profil d'indice est conçu de telle sorte que sa dispersion soit de signe opposé à celle de la fibre standard. Différents facteurs de dispersion peuvent être obtenus en fonction du profil d'indice. De plus, les effets de dispersion d'ordre supérieur (pente de dispersion expliqué à la section 1.3.2) causent une dispersion variant de canal en canal et doivent être compensés pour la transmission WDM. Un paramètre à définir lorsque l'on considère un lien composite (fibre et DCM) est la pente de dispersion relative (RDS pour « Relative Dispersion Slope »). Le RDS est le rapport du paramètre  $S$  de l'équation 1.6 et  $D$  de l'équation 1.5 pour une fibre donnée. Pour obtenir une pente moyenne nulle dans le lien, c'est-à-dire  $\langle S \rangle = 0$  dans l'équation 1.8, lorsque  $\langle D \rangle \approx 0$  dans l'équation 1.7, alors il faut que  $S_{\text{fibre}}/D_{\text{fibre}} = S_{\text{DCF}}/D_{\text{DCF}}$ . Dans ce cas, on dit que l'on a 100% de compensation de la pente. On peut compenser la dispersion à une longueur donnée en ajustant la longueur de fibre de DCF pour fixer la valeur de  $D$ , mais aux autres longueurs d'onde, on aura une pente donnée par la valeur du RDS. Il existe des DCF qui compensent à 100% la pente de certains types de fibres, comme la SSMF et certains types de NZDSF. Cependant, pour certains autres types de fibres, il n'existe pas encore de fibre qui compensent à 100% la pente. Par exemple, pour la fibre TrueWave classique de *Lucent*, la compensation n'est qu'à 80%.

$$\langle D \rangle = \frac{D_{\text{fibre}}L_{\text{fibre}} + D_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}}}{L_{\text{fibre}} + L_{\text{DCF}}} \quad (1.7)$$

$$\langle S \rangle = \frac{S_{\text{fibre}}L_{\text{fibre}} + S_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}}}{L_{\text{fibre}} + L_{\text{DCF}}} \quad (1.8)$$



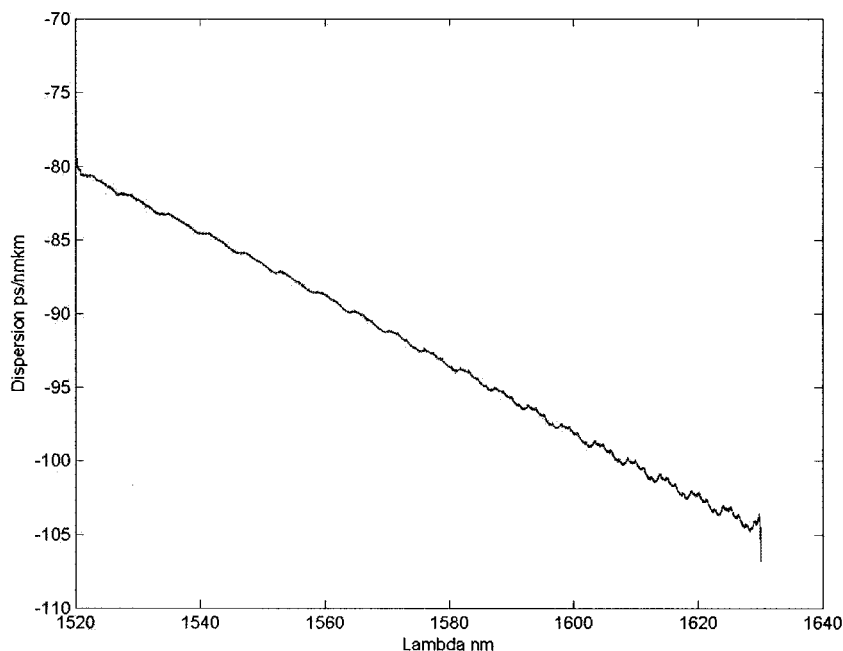


FIG. 1.15 – *Mesure prise au Laboratoire des Fibres Optiques du facteur de dispersion  $D$  pour une fibre à dispersion négative Lucent.*

### 1.3.3.2 Réseau Bragg

En raison de leur compacité, les réseaux de Bragg à pas variable (ou CBG pour « Chirped Bragg Gratings ») constituent une alternative intéressante pour la compensation de dispersion. Ils réfléchissent les différentes longueurs d'onde de l'impulsion à différents endroits du réseau. Les premiers pas étant plus longs que les derniers, ces réseaux peuvent, avec une conception soignée, compenser le retard des basses fréquences sur les hautes [Kashyap 1999]. Des solutions commerciales sont présentement disponibles [Lachance 2002] mais la largeur de bande par réseau est restreinte. Des solutions large bande (communément appelées « colorless ») ne sont pas actuellement disponibles.

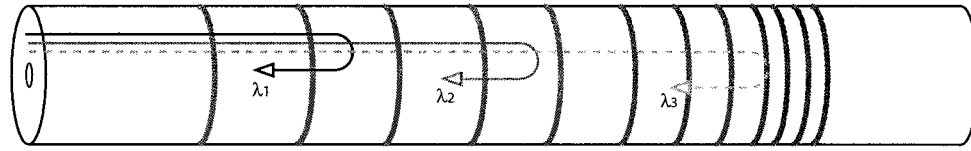


FIG. 1.16 – *Illustration de la réflexion des longueurs d'onde dans un réseau de Bragg à pas variable. La réflexion à différents endroits dans le CBG crée un délai temporel entre les longueurs d'onde qui peut être utilisé pour compenser la dispersion chromatique de la fibre de transmission.*

### 1.3.3.3 Carte de dispersion

D'un point de vue strictement linéaire, la dispersion affecte la largeur temporelle d'un signal modulé. Selon la quantité de paillement initial (voir section 1.2.3), l'impulsion peut passer par une phase de compression mais finira toujours par s'élargir temporellement après une certaine distance de propagation. Si il n'y avait que des effets linéaires dans la fibre, il serait facile de compenser une dispersion non-optimale. Il suffirait de rajouter une dispersion égale mais de signe opposé à la dispersion résiduelle et ce, peut importe l'endroit de cette compensation (au transmetteur, au receptr, au milieu du lien, etc.). Dans les transmission longue distance, les effets non-linéaires d'auto-modulation de phase (ou SPM pour « Self-Phase Modulation » et de modulation mutuelle de phase (ou XPM pour « Cross-Phase Modulation ») expliqués à la section 1.3.5, doivent être pris en considération. Quoique les effets de modulation de phase et ceux de dispersion chromatique sont physiquement différents puisque l'un génère de nouvelles fréquences alors que l'autre ne fait que les retarder ou les accélérer, ils peuvent s'influencer à un point où l'un compense les effets de l'autre. Par exemple une sous-compensation de la dispersion d'un lien optique peut contre-balancer les effets nocifs du SPM [Killey, Thiele, Mikhailov & Bayvel 1999]. Il est donc possible selon l'emplacement des fibres, des compensateurs de dispersion le long du lien et des valeurs de pre/post compensation d'optimiser la performance d'un signal à une distance donnée. On appelle *carte de dispersion* le choix et la disposition des fibres et des compensateurs de dispersion. Une carte de dispersion optimale doit prendre en

considération la dépendance spectrale de la dispersion puisqu'il se peut que la pente de la fibre ne soit pas compensée parfaitement. Il existe des variations naturelles même dans les liens où la pente est compensée à 100%. La compensation de pente devient très importante à débit élevé où la tolérance pour l'élargissement temporelle d'impulsion est plus faible. La figure 1.17 illustre l'accumulation et la compensation de dispersion pour cinq portées à trois longueurs d'onde différentes dans le lien de transmission lorsque la pente de dispersion n'est pas compensée à 100%. Toutes les longueurs d'onde n'ont pas la même dispersion résiduelle en fin de parcours.

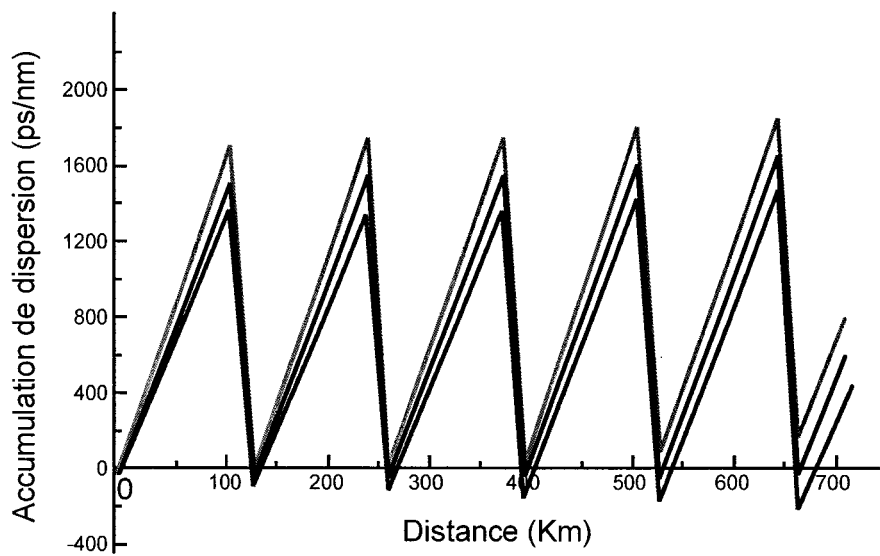


FIG. 1.17 – Illustration de l'accumulation et la compensation de dispersion pour cinq portées à trois longueurs d'onde différentes dans le lien de transmission lorsque la pente de dispersion n'est pas compensée à 100%.

### 1.3.4 Effets de polarisation

#### 1.3.4.1 Représentation de la polarisation

Il existe différentes méthodes pour représenter mathématiquement la polarisation de la lumière, l'une d'entre elle étant les matrices de Jones. Cette représentation sera utilisée au chapitre 2 pour représenter la polarisation dans la boucle de recirculation.

Soit une onde polarisée de vecteur d'onde  $\vec{\kappa}$  perpendiculaire au plan  $[x,y]$ . Alors le champ électrique peut se décomposer en deux composantes selon  $x$  et selon  $y$  d'amplitude complexe  $\overline{A_x}$  et  $\overline{A_y}$ . La polarisation de l'onde est représentée par le vecteur de Jones:

$$\vec{J} = \begin{bmatrix} \overline{A_x} \\ \overline{A_y} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Une onde polarisée traversant un composant optique peut voir sa polarisation modifiée et cette modification est représentée par la matrice de transfert du composant de type :

$$T = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Donc une onde représentée par le vecteur de Jones  $\vec{J}_1$  se propageant dans un composant possédant une matrice de transfert  $T$  aura la polarisation  $\vec{J}_2$  en sortie telle que :

$$\vec{J}_2 = T \times \vec{J}_1 \quad (1.11)$$

Les vecteurs de Stokes sont analogues aux vecteurs de Jones mais prennent en considération le degré de polarisation de la lumière. Ceux-ci s'expriment par les quatre paramètres de Stokes soit  $S_0$  qui représente l'intensité totale de l'onde,  $S_1$  l'intensité selon la polarisation horizontale,  $S_2$  l'intensité selon la polarisation linéaire à 45 degré

et  $S_3$  l'intensité selon la polarisation circulaire droite. Le degré de polarisation du signal (DOP pour « Degree of Polarization ») est donc défini par :

$$\text{DOP} = \sqrt{\frac{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}{S_0^2}} \quad (1.12)$$

Le vecteur de Stokes peut être normalisé en divisant  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  par  $S_0$ . Le vecteur obtenu représente l'état de polarisation et peut être placé sur une sphère dans l'espace en trois dimensions. Cette représentation s'appelle la sphère de Poincaré.

#### 1.3.4.2 Pertes dépendantes de la polarisation

Les pertes dépendantes de la polarisation (ou PDL pour « Polarization Dependent Loss ») sont faibles dans la fibre optique, provenant principalement des pertes de courbure [Agrawal 1997]. La PDL dans le lien de transmission provient donc des composants tels que les multiplexeurs, démultiplexeurs, filtres, coupleurs et amplificateurs. Cette dépendance est indésirable puisqu'elle peut affecter le rapport signal sur bruit du lien de façon aléatoire étant donné le changement aléatoire de polarisation dans un lien de transmission. Cet effet est particulièrement nocif pour les liens optiques longue distance [Lichtmann 1995].

Le paramètre de PDL est défini par la différence des pertes d'insertion exprimées en dB entre l'état de polarisation ayant le plus de pertes et celui en ayant le moins. Pour les amplificateurs, le PDG (pour « Polarization Dependent Gain ») est défini de la même façon mais représente la différence entre le meilleur et le pire gain selon la polarisation.

Les effets sur la transmission longue distance de la PDL et du PDG sont d'autant plus néfastes lorsque la propagation du bruit est considérée. Le bruit généré par les amplificateurs (voir section 1.3.1.2) se propage dans le lien de transmission et subit les effets de PDL et PDG. En faisant l'approximation que le signal demeure polarisé, le bruit devient quasi-polarisé après quelques sections du lien. Si la polarisation du signal est orthogonale à celle du bruit, le rapport signal-sur-bruit (OSNR pour « Optical

Signal-to-Noise Ratio » tel que défini à la section 1.5.3), et donc la qualité de la transmission, est réduite. Dans le cas contraire l'OSNR sera amélioré ainsi que la qualité de la transmission [Malyon, Widdowson & Lord 1993]. Le chapitre 2 traite de l'amélioration artificielle de la qualité de transmission dans une boucle de recirculation dû à cet effet de la PDL sur l'OSNR. Dans cet environnement, un facteur de PDL ou PDG élevé améliore la distance de transmission, ce qui est contradictoire avec ce qui se produit dans un lien réel.

#### 1.3.4.3 Dispersion modale de polarisation

Les contraintes intrinsèques et extrinsèques à la fibre optique créent des sections où la fibre est légèrement biréfringente. Cette biréfringence n'est pas nécessairement géométrique mais provient des contraintes imposées au verre de silice [Kim *et al.* 2002]. La biréfringence implique qu'il y a une différence de phase accumulée entre deux modes de polarisation. Puisque cette différence dépend de la longueur d'onde, il y a différence de vitesse de groupe ce qui occasionne un délai de groupe différentiel (DGD pour « Differential Group Delay ») entre deux états de polarisation. Dans une fibre, il y a deux états de polarisation orthogonaux, indépendants de la longueur d'onde en première approximation, dénommés les états principaux de polarisation (PSP pour « Principal States of Polarization ») [Kaminow & Koch 1997] et le DGD est relié à la différence entre les vitesses de groupe de ces deux états sur une distance  $L$ .

$$\text{DGD} = L \cdot \Delta \frac{1}{v_g} \quad (1.13)$$

De plus, le couplage entre modes de polarisation due à l'excitation d'autres modes de polarisation par les petites perturbations du guide occasionne l'étalement dans le temps d'une même composante de polarisation d'une impulsion [Kaminow & Koch 1997].

On peut modéliser la PMD de la fibre optique par une somme de petits segments de

fibre ayant un certain DGD [Agrawal 1997]. Ce modèle est utilisé dans la conception d'émulateurs de PMD. Dans un lien de transmission, la PMD provient non seulement de la fibre mais également des composants tels que les amplificateurs, filtres, coupleurs, etc. Lorsque l'on parle de composants, seule la valeur de DGD a une signification. Sur une distance modeste (km) la PMD est exprimé en ps/km mais lorsque la distance devient importante elle est exprimée en ps/ $\sqrt{\text{km}}$  parce que le délai s'accumule de façon statistique avec le carré de la distance [Agrawal 1997]. En effet, les changements aléatoires de contraintes extrinsèques sur une fibre font varier la polarisation (due à la biréfringence induite) et la valeur de DGD (due à la dépendance en longueur d'onde de cette biréfringence induite) de façon aléatoire. Les changements de température et les vibrations dans les câbles aériens et sous-terrains ou encore les courants dans les câbles sous-marins imposent des contraintes sur la fibre optique. La fonction de distribution de probabilité de la DGD est Maxwellienne à partir de quelques kilomètres seulement [Yang, Kath & Menyuk 2001]. Même un faible facteur de PMD est nuisible à un lien longue distance et à haut débit [Willner & Yu 2001] et étant donné que la PMD est un phénomène statistique il est difficile, voire impossible, de la compenser passivement. La PMD d'ordre supérieur, c'est-à-dire la dérivée par rapport à la fréquence du DGD complique davantage la compensation [Yu, Yan, Xie, Hauer *et al.* 2001] parce qu'elle requiert que chaque longueur d'onde soit compensée individuellement. La distribution statistique de la PMD de 2e ordre est également Maxwellienne [Foschini, Nelson, Jopson & Kogelnik 2000],[Foschini, Nelson, Jopson & Kogelnik 2001].

### 1.3.5 Effets non-linéaires

Dans les fibres, un effet est dit non-linéaire s'il dépend de l'intensité, ou plutôt la densité de puissance. La dépendance en intensité de l'indice de la silice est montrée par l'équation [Agrawal 1997]:

$$n'_j = n_j + \bar{n}_2 \left( \frac{P}{A_{\text{eff}}} \right) \quad (1.14)$$

où  $P$  est la puissance,  $A_{\text{eff}}$  l'aire effective du mode,  $j$  l'indice du mode,  $n$  l'indice linéaire et  $\bar{n}_2$  l'indice non-linéaire. Sont reconnu comme effets non-linéaires dans les transmissions par fibre optique

- l'auto-modulation de phase (ou SPM pour « Self-Phase Modulation »)
- la modulation mutuelle de phase (ou XPM pour « Cross-Phase Modulation »)
- le mélange à quatre ondes (ou FWM pour « Four Wave Mixing »)
- l'émission Raman stimulée (ou SRS pour « Stimulated Raman Scattering »)
- l'émission Brillouin stimulée (ou SBS pour « Stimulated Brillouin Scattering »)

La transmission longue distance est spécialement affectée par les effets non-linéaires puisque ceux-ci dépendent non seulement de la puissance mais aussi de la distance d'interaction.

#### 1.3.5.1 Auto-modulation de phase

Le SPM provient de la relation 1.14 et la résolution des modes dans la fibre utilisant cette relation abouti sur une constante de propagation qui est maintenant dépendante de la puissance. [Agrawal 1997]

$$\beta' = \beta + \bar{\gamma}P, \quad (1.15)$$

où  $\beta$  est la constante de propagation,  $P$  la puissance et  $\bar{\gamma} = \kappa_0 \bar{n}_2 / A_{\text{eff}}$ .

Cette dépendance de la constante de propagation par rapport à l'intensité induit une modulation de phase non-linéaire qui peut contribuer à un élargissement spectral des bits dans la fibre. Cette modulation de phase non-linéaire correspond à (ce qui exclut la dispersion) :

$$\phi_{NL} = \bar{\gamma}P_{\text{in}}L_{\text{eff}} \quad (1.16)$$

où  $P_{\text{in}}$  est la puissance d'entrée dans un lien de fibre et  $L_{\text{eff}}$  la longueur effective d'interaction avant que la puissance soit diminué de moitié.



### 1.3.5.2 Modulation mutuelle de phase

Le XPM se produit lorsque plusieurs longueurs d'onde sont transmises en même temps dans la fibre et la modulation de phase non-linéaire d'une longueur d'onde dépend alors également de la puissance des autres longueurs d'onde [Agrawal 1997]. Cette modulation de phase non-linéaire correspond à (ce qui exclut encore la dispersion) :

$$\phi_j^{NL} = \bar{\gamma} L_{\text{eff}} (P_j + 2 \sum_{m \neq j}^M P_m) \quad (1.17)$$

où  $M$  est le nombre de canaux et  $P_j$  la puissance du  $j$ -ième canal.

### 1.3.5.3 Mélange à quatre ondes

Lorsque 3 longueurs d'onde se propagent dans la fibre, le mélange à quatre ondes créera d'autres longueurs d'onde par la relation  $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$  [Agrawal 1997]. On peut interpréter cette relation par le fait que trois photons d'énergie  $\hbar\omega_1$ ,  $\hbar\omega_2$  et  $\hbar\omega_3$  créent un photons d'énergie  $\hbar\omega_4$ . Un accord de phase nécessaire à la conservation de la quantité de mouvement réduit ainsi considérablement les effets du FWM dans les fibres dispersives tel la fibre standard. Les fibres ayant un zéro de dispersion à la longueur d'onde de transmission favorise le FWM et elle ne sont pas utilisables dans les transmissions longue distance WDM.

### 1.3.5.4 Émission Raman stimulée

L'effet Raman tel que montré précédemment sur la figure 1.12 peut être utilisé pour amplifier un signal. Mais cet effet peut aussi être néfaste en créant une atténuation dépendante de l'intensité ou un transfert de puissance des longueurs d'onde les plus courtes vers celles les plus longues.

### 1.3.5.5 Émission Brillouin stimulée

L'effet Brillouin est similaire à l'effet Raman, la différence étant que des phonons optiques sont générés par l'effet Raman comparativement à des phonons acoustiques dans l'effet Brillouin. Le SBS peut être un problème dans les liens de transmission surtout lorsque de grandes puissances sont utilisées. Cependant, il est facile de s'en départir en modulant à basse fréquence (100 MHz) la porteuse.

## 1.4 Récepteurs



### 1.4.1 Démultiplexage en longueur d'onde

Bien que les réseaux de télécommunication nécessitent le démultiplexage dans le temps, la couche optique de la transmission longue distance ne se préoccupe que du démultiplexage en longueur d'onde. Plusieurs technologies sont disponibles pour séparer les différentes longueurs d'onde vers chacun des récepteurs optiques

1. les filtres couches minces sélectionnent une longueur d'onde passante et filtrent les autres [Minowa & Fujii 1983] ;
2. les réseaux en optique intégrée de type AWG (pour « Arrayed Waveguide Gratings ») utilisent l'équivalent guidé d'un réseau de diffraction pour diviser les différentes longueurs d'onde [Vellekoop & Smit 1991] ;
3. les réseaux de Bragg, réfléchissent une longueur d'onde choisie que l'on peut récupérer grâce à un circulateur [Kashyap 1999] ;
4. les entrelaceurs tout-fibres (« Interleavers »), utilisent la dépendance en longueur d'onde des interféromètres de type Mach-Zehnder tout-fibre pour séparer les

différentes longueurs d'onde par groupes entrelacés [Agrawal 1997]. Une cascade de plusieurs interleavers permet de démultiplexer chaque longueur d'onde.

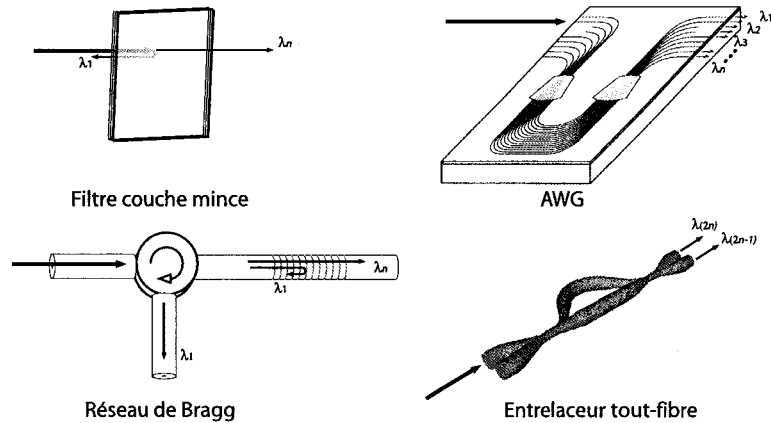


FIG. 1.18 – Différents type de démultiplexeurs utilisés dans les liens de télécommunication.

### 1.4.2 Récepteurs optiques

Les récepteurs optiques aussi appelés convertisseurs optique-électriques (« OE Converters ») transforment la puissance optique en courant électrique. Ils sont utilisés dans les régénérateurs pour convertir le signal optique en signal électrique pour ensuite être amplifié, remis en forme et re-synchronisé (grâce au recouvrement d'horloge décrit à la section 1.4.3) et sera finalement reconverti en signal optique avec un laser et un modulateur optique. À la fin du lien optique, les récepteurs fournissent le signal électrique qui peut être ensuite interprété par les éléments des couches supérieures du réseau.

Ils sont composés d'une photodiode et d'un circuit électronique d'amplification. Les principales caractéristiques des récepteurs sont la largeur de bande (en GHz), la responsivité (en A/W), et le bruit thermique. L'effet du bruit thermique peut être exprimé par la puissance de bruit équivalente (ou NEP « Noise-equivalent power » ou son inverse, la détectivité exprimé en  $\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$  [Agrawal 1997]. L'avantage de cette

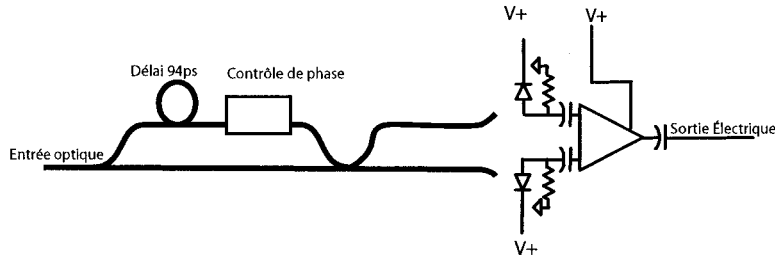


FIG. 1.19 – *Démodulateur DPSK avec récepteur balancé.*

notation est qu'elle permet de savoir la puissance nécessaire au récepteur pour obtenir un certain rapport signal-sur-bruit lorsque la largeur de bande du récepteur est connue.

### 1.4.3 Recouvrement de l'horloge

Pour transformer le signal optique en signal électrique, une décision doit être prise quant à la valeur de chaque impulsion. Savoir à chaque instant précis le débit du signal permet de situer dans le temps le centre d'un bit pour la prise de décision, c'est-à-dire l'endroit où l'intensité lumineuse sera interprétée comme basse pour un « 0 » ou haute pour un « 1 ». Si la décision n'est pas prise de façon constante et précise temporellement, elle sera plus affectée par les effets de dispersion, de bruit et de non-linéarité. Dans un lien de transmission, la synchronisation de la réception doit être effectué à partir du signal lui-même, mais la phase de celui-ci (à ne pas confondre avec la phase optique) varie constamment dans le temps. Le recouvrement d'horloge est aussi important lorsque le récepteur optique est utilisé dans un régénérateur. Il permet de remettre le signal en forme et le re-synchroniser pour le « nettoyer » de toutes les imperfections causées par l'atténuation, la dispersion, le bruit et les effets non-linéaires.

Une méthode utilisée pour faire le recouvrement d'horloge est la boucle en phase bloquée (PLL pour « Phase Locked Loop »). La PLL est un mécanisme d'asservissement qui consiste en trois éléments principaux, soit le détecteur de phase, le

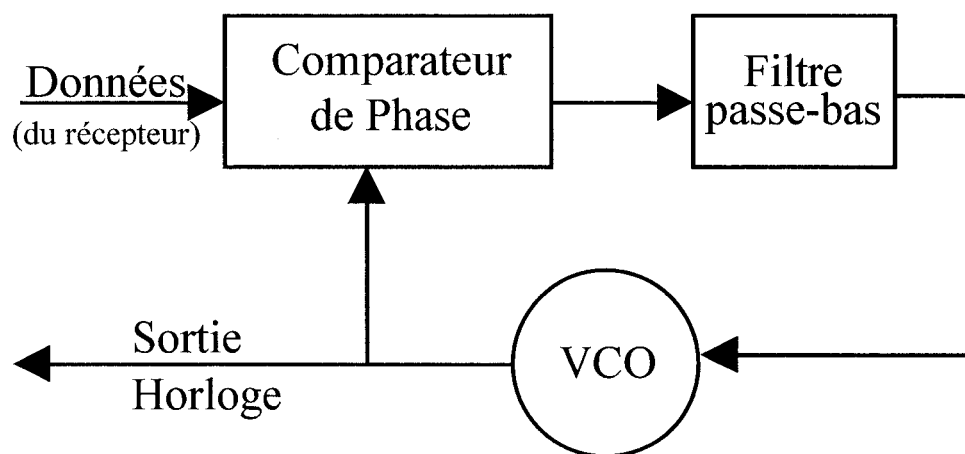


FIG. 1.20 – Boucle en phase bloqué pour le recouvrement d'horloge.

filtre de boucle (« Loop Filter ») et l'oscillateur contrôlé par voltage (VCO pour « Voltage Controlled Oscillator »). Le détecteur de phase compare la phase électrique du signal à la sortie du récepteur optique avec la sortie d'horloge du VCO et donne une tension proportionnelle à la différence de phase. Un filtre passe-bas atténue les hautes fréquences à la sortie du détecteur de phase pour limiter les oscillations qui causeraient de l'instabilité. La sortie du filtre agit comme contrôle sur le VCO. Cet asservissement permet le recouvrement d'horloge lorsque celle-ci varie dans le temps.

Le schéma de PLL de la figure 1.20 suppose que dans le spectre électrique d'entrée on a une composante spectrale à la fréquence du débit, ce qui n'est pas toujours le cas. Par exemple un signal NRZ *avant* propagation, ne possède pas de composante à la fréquence du débit, comme le montre le spectre électrique d'une séquence prbs à la figure 2.7.

#### 1.4.4 Circuit de décision

On retrouve le circuit de décision avec le recouvrement d'horloge dans ce qu'on appelle le module de recouvrement d'horloge-données (CDR pour « Clock-Data Re-

covery »). Un discriminateur utilise l'horloge pour discrétiser le signal en « 0 » et « 1 » en utilisant un seuil de détection. Ce seuil détermine la limite de décision entre les deux niveaux du signal binaire. Cette décision peut être obtenue en ajustant le seuil de détection pour optimiser la détection ou bien en découplant le DC du signal et en prenant le « 0 » de potentiel comme seuil. Ce dernier type de détermination de seuil est simple mais pas nécessairement optimisé puisqu'il est rare que la décision optimale se trouve à cet endroit dans les transmission longue distance. Par exemple l'effet linéaire de battement du signal avec le bruit (« Signal-ASE beat noise »)[Agrawal 1997] donne un bruit proportionnel au signal. Il y aura donc plus de bruit sur les « 1 » que sur les « 0 ».

### 1.4.5 FEC

Pour améliorer la performance d'un lien optique, les algorithmes de correction d'erreurs tel le FEC (pour « Forward-Error-Correction ») sont utilisés sur les liens longue distance. L'utilisation de tels algorithmes diminue la valeur du facteur  $Q$  après le récepteur (voir section 1.5.6) et de l'OSNR (voir section 1.5.3) nécessaire pour obtenir un taux d'erreur (voir section 1.5.5) acceptable. Une première méthode de correction d'erreur est la transmission multiple, un bit est transmis plusieurs fois et une moyenne est faite au récepteur pour discriminer quel bit a été transmis. Cette méthode réduit considérablement la quantité de données utiles qui peuvent être transmises. La figure 1.21 illustre un exemple simple et plus efficace du fonctionnement d'un algorithme de correction d'erreur.

Sur cet exemple, on envoie quatre bits soit 0011, représentés aux intersections des cercles sur la figure 1.21. À ces quatre bits, on ajoute 3 bits de code qui correspondent à la parité des trois bits présents dans un cercle. L'algorithme de décodage au récepteur analyse les bits reçus et vérifie la parité de chacune des combinaisons (4 bits par cercle). L'opération logique est un ou exclusif (XOR) sur les quatre 4 bits de chaque cercle et vérifier qu'elle est égale à zéro. Si la parité de chacun des trois cercles est

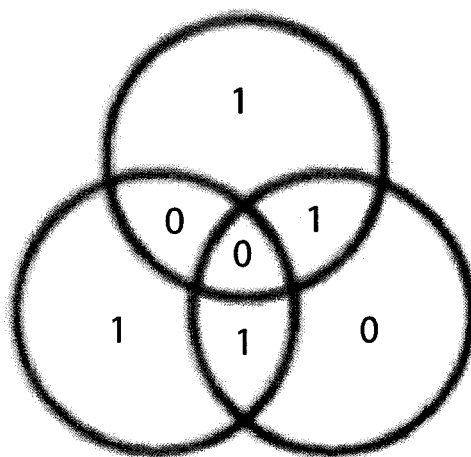


FIG. 1.21 – *Exemple simpliste d'algorithme de correction d'erreur.*

erronée, le bit « central » (un 1 dans ce cas-ci) est en erreur et peut être corrigé. Si la parité de deux cercles est erronée, le bit commun aux deux cercles est en erreur et il peut être corrigé. Si seulement un cercle n'a pas la bonne parité alors c'est le bit de correction d'erreur qui n'est pas valide. Si la parité de chacun des trois cercles est correcte, il n'y a aucune erreur dans le bloc. De cette façon cet algorithme de correction d'erreur peut localiser *et* corriger une erreur de transmission. Cet algorithme n'est pas pratique dans un lien de transmission puisqu'il ajoute 75% plus de bits et donc exigera 75% plus de largeur de bande pour garder le même débit utile. Une autre limitation est que l'algorithme ne peut corriger qu'une erreur et ne fonctionne plus lorsque deux bits erronés sont reçus.

Le fonctionnement du FEC est beaucoup plus complexe que l'exemple présenté à la figure 1.21, mais cela aide à visualiser le fonctionnement de la correction d'erreurs. Le FEC peut fournir les avantages suivants pour des liaisons de fibres optiques :

- Améliorer l'exécution d'un lien existant entre deux points.
- Augmenter la distance maximum d'un lien avant régénération électrique.
- Augmenter le pas d'amplification (distance entre les amplificateurs) dans les liens amplifiés optiquement.

- Assouplir les caractéristiques des composants ou de la fibre optique en augmentant la marge du système.
- Améliorer la qualité globale du lien en diagnostiquant la dégradation de celui-ci rapidement. L'algorithme permet de savoir combien de corrections se font et donc le taux d'erreur avant FEC.

Le plus grand inconvénient d'employer un FEC est que les symboles de contrôle insérés utilisent de la largeur de bande dans le lien de transmission. Un système employant un FEC exige un débit binaire légèrement plus élevé pour ajouter les bits de correction sans réduire le débit utile ce qui peut avoir comme inconvénient de réduire l'efficacité spectrale utile (voir section 1.5.1).

Dans les liens de transmission par fibre optique, un exemple de codes employé sont les Reed-Solomon. Ils sont définis par  $(N, k)$  où  $N$  est le nombre de symboles par mot-code et  $k$  est le nombre de symboles d'information.  $R$  est défini comme le nombre de symboles de contrôle soit la différence  $(N - k)$ . Par exemple, les codes de Reed-Solomon utilisés dans par la norme ITU-T G.709 et G.975 sont  $(255, 239)$ . Ils sont composés de 239 symboles d'information et de 16 symboles de contrôle. Les codes de Reed-Solomon emploient l'arithmétique des champs de Galois construite avec un polynôme générateur défini par l'utilisateur. La taille du champ de Galois est déterminée par la longueur de symbole  $R \div 2$ . Dans la norme ITU-T G.709 et G.975, la largeur de symbole est de 8 bits et le polynôme générateur est défini :

$$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (1.18)$$

## 1.5 Analyse des liens de transmissions

Différents paramètres sont utilisés dans la conception et l'analyse d'un lien donné. Ces paramètres définissent l'efficacité ainsi que la qualité de la transmission.



### 1.5.1 Efficacité spectrale

Un des paramètre important en transmission à haut débit est l'efficacité spectrale. C'est une mesure de l'utilisation de la bande passante par la transmission. Elle est définie par

$$E_{\text{spectrale}} = B/\Delta f \quad (1.19)$$

où  $B$  est le débit de chaque canal et  $\Delta f$  est l'espacement entre canaux adjacents. Elle est exprimée soit en  $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$  ou en pourcentage de bit. Ainsi des canaux à 10 Gbps espacés de 10 GHz auront une efficacité spectrale de 100%. Un record en terme d'efficacité spectrale a été accompli par Yano et al [Yano, Ono, Fukuchi, Ito *et al.* 1996]. Ils ont transmis 132 longueurs d'onde séparés de 33,3 GHz opérant à 20 Gbps chacune pour une efficacité de  $0,6 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$  mais sur une distance modeste de 120 km.

### 1.5.2 Puissance

La puissance optique dans les systèmes de communication est généralement exprimée en dBm, unité définie par

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log\left[\frac{P_{\text{mW}}}{1 \text{ mW}}\right] \quad (1.20)$$

de telle sorte qu'une puissance  $P$  de 1 mW correspond à 0 dBm. Le « m » de dBm est pour rappeler que la référence est 1 mW [Agrawal 1997]. Il s'agit donc d'une échelle absolue de puissance dont l'utilité est que les gains et pertes, exprimés en dB, peuvent être directement additionnés ou soustraits à la puissance en dBm.

Un paramètre important dans la planification d'un système de communication optique est le budget de puissance. Ce budget considère la puissance requise des lasers, le gain des amplificateurs, les pertes dans le système et la sensibilité du récepteur optique pour que le lien fonctionne avec un taux d'erreur acceptable. Le tableau 1.4

Paramètre	Valeur	Description
Puissance laser	3 dBm	à la sortie
Perte modulateur	-5,5 dB	à la modulation
Perte multiplexeur	-1 dB	sys
Perte fibre	$N \times -20 \text{ dB}$	0,2 dB/km
Perte DCM	$N \times -12 \text{ dB}$	0,6 dB/km
Gain amplificateur	$N \times +25 \text{ dB}$	Gain de 1 EDFA
Perte connecteurs	$N \times -3 \text{ dB}$	0,1 à 0,2 dB par connection
Sensibilité du récepteur	-18 dBm	à 10 Gbps
Marge	4,5 dB	

TAB. 1.4 – *Budget de puissance typique d'un lien de transmission de  $N \times 100 \text{ km}$*

donne les valeurs du budget de puissance pour un lien de transmission typique de  $N \times 100 \text{ km}$ .

### 1.5.3 Bruit et OSNR

Le rapport signal sur bruit optique (ou OSNR pour « Optical Signal to Noise Ratio ») déjà mentionné plus haut, est défini par

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}} \quad (1.21)$$

où  $P_{\text{signal}}$  et  $P_{\text{bruit}}$  correspondent à la puissance du signal et du bruit respectivement. L'OSNR est généralement exprimé en dB. Ce paramètre est directement lié au taux d'erreur par bit et au facteur  $Q$  tel que défini aux sections 1.5.6 et 1.5.5.

Dans les liens de transmissions optique amplifiés, le bruit d'émission spontanée amplifiée (ASE pour « Amplified Spontaneous Emission ») domine largement tous les autres types de bruit à la réception du signal. Voici la listes des différents types de bruit dans un lien de transmission longue distance :

1. L'ASE est une caractéristique des lasers et des amplificateurs optiques fonctionnant sur le principe de l'émission stimulée. L'émission stimulée a lieu lorsqu'un photon stimule l'émission d'un deuxième photon identique dans le milieu am-

plificateur. Il y a cependant une probabilité non nulle qu'un ion excité soit  $\text{Er}^{3+}$  dans les EDFA, ne soit pas stimulé pendant sa durée de stabilité et qu'il émette un photon spontanément. Ce photon a une direction, une longueur d'onde et une phase quelconques [Agrawal 1997]. Si ce photon réussit à se propager dans la fibre, il crée de l'émission stimulée et est donc amplifié à l'intérieur même de l'amplificateur. L'ASE est la forme principale de bruit dans un lien optique amplifié.

Le bruit d'ASE possède des composantes en fréquences du battement du signal et de l'ASE qui peut correspondre à des fréquences à l'intérieur de la bande passante du récepteur. Les deux effets importants sont le battement entre le signal et l'ASE (« Signal-Spontaneous beat noise » où  $\sigma^2$  est proportionnel à  $P_{\text{signal}}$ ), et le battement de l'ASE avec elle-même (« Spontaneous-Spontaneous beat noise »)[Agrawal 1997]. Par ce mécanisme, on peut expliquer de façon linéaire qu'il y a plus de bruit sur les bits « 1 » que sur les bits « 0 ».

2. Le bruit thermique ou bruit électrique, parfois appelé aussi le bruit de Johnson est causé par l'électronique utilisée dans les détecteurs photoélectriques [Agrawal 1997]. C'est le mouvement aléatoire des porteurs de charge dans les dispositifs électroniques du système qui, en introduisant un courant de fluctuation dans les résistances, est responsable de cette source de bruit.
3. Le bruit de discrétisation (« Shot Noise ») est le bruit de quantification des phénomènes physiques (charges, champs, interactions...). Il est dû à la fluctuation de photo-courant liée au fait que le nombre de photons reçus varie aléatoirement d'un bit à un autre [Agrawal 1997].
4. Le bruit relatif d'intensité (ou RIN pour « Relative Intensity Noise ») vient des fluctuations induites de l'émission spontanée dans les lasers à semi-conducteurs. De plus, la rétroaction optique des réflexions multiples le long du chemin de la fibre peut augmenter l'effet de ce bruit.
5. L'interférence inter-symbole (ou ISI pour « Intersymbol Interference ») n'est

pas considérer comme étant bruit puisque ce titre désigne généralement des effets non-déterministes. L'ISI est cependant une source de dégradation du lien au même titre que les effets de bruit, qui désigne le recouvrement entre les impulsions élargies par les effets de distorsion. Ce chevauchement peut causer une fausse décision au récepteur, augmentant ainsi le taux d'erreur par bit. Il crée par le fait même une pénalité de puissance ou d'OSNR (voir section 1.5.7). L'ISI dans le lien optique est due à la dispersion et les effets non-linéaires et peut être due également aux composants du liens et à l'électronique du récepteur et du transmetteur.

### 1.5.4 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil permet une observation qualitative du signal s'étant propagé dans le lien de transmission. C'est une superposition dans le temps de plusieurs bits tel qu'illustré à la figure 1.22. Quelques types de séquence possible sont illustré à gauche et la superposition de ces séquences forment le diagramme de droite.

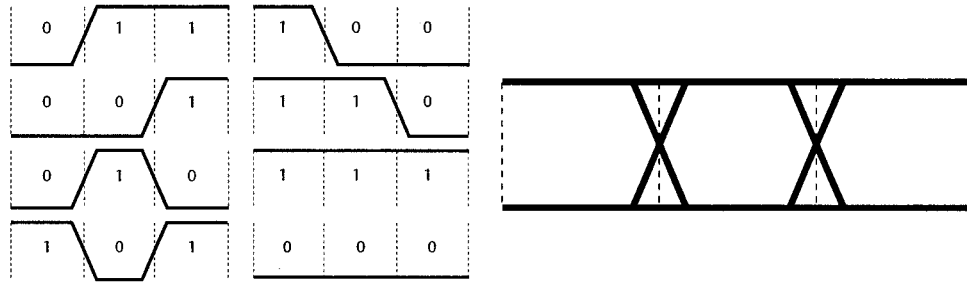


FIG. 1.22 – Schéma d'un diagramme de l'œil et des différentes transitions de bit qui en font partie.

Le nom provient évidemment du fait que le diagramme a la forme d'un œil. Avec la transmission, l'ajout de bruit et la déformation des bits dû à l'ISI sont apparentes sur la forme du diagramme. La section 3.3.2 montre l'évolution du diagramme de l'œil avec la transmission.

### 1.5.5 Taux d'erreur

Il y a deux niveaux possibles de signal dans les liens de transmissions numériques binaires et ces niveaux de signal peuvent être affectés d'un bruit moyen différent. Le circuit de décision du récepteur compare la tension échantillonnée à une valeur de référence, soit le seuil de décision tel que défini à la section 1.4.4. Si la tension mesurée est plus grande que ce seuil, le circuit de décision indiquera que la valeur binaire « 1 » a été envoyée ; sinon, il indiquera la valeur binaire « 0 ». La décision du récepteur peut être incorrecte en raison du bruit, de la dispersion chromatique, de la PMD, des non-linéarités dans le lien de transmission et de la puissance au récepteur. Il est donc important, pour caractériser la qualité de transmission, de mesurer cette probabilité d'erreur. Le paramètre utilisé est le taux d'erreur par bit (ou BER pour « Bit Error Rate ») défini par

$$\text{BER} = \frac{\text{nombre de bits reçus erronés}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (1.22)$$

Pour évaluer les performances d'un système, on peut effectuer la *mesure* du BER avec un « Bit Error Rate Testset » (ou BERT). Le BERT compare les bits envoyés avec ceux reçus et trouve ainsi un taux d'erreur valide pour le nombre de bit comparé. Cette méthode requiert la connaissance des bits envoyés pour en faire la comparaison. La définition mathématique du BER est donnée par : [Bergano, Kerfoot & Davidson 1993]

$$\text{BER}(d) = \frac{1}{2} \left[ \text{erfc} \left( \frac{|P_1 - d|}{\sigma_1} \right) + \text{erfc} \left( \frac{|P_0 - d|}{\sigma_0} \right) \right] \quad (1.23)$$

où  $d$  représente le seuil de décision ;  $P_1$  et  $P_0$  les puissances respectives des bits « 1 » et « 0 » ;  $\sigma_1$  et  $\sigma_0$  les écarts-types de bruit correspondants ; et  $\text{erfc}$  est la fonction erreur complémentaire définie par

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-\alpha^2} d\alpha \quad (1.24)$$

La valeur optimale de  $d$  est celle qui donne le taux d'erreur le plus bas et comme mentionné à la section 1.4.4, n'est pas nécessairement la valeur moyenne des « 0 » et des « 1 ». On peut résoudre l'équation numériquement mais une bonne approximation est donnée par Bergano [Bergano *et al.* 1993] avec l'équation 1.25 lorsque le bruit est blanc gaussien et dans le cas où celui-ci prédomine la dégradation du signal. Le seuil de décision optimisé est alors représenté par  $d$ .

$$d = \frac{\sigma_0 P_1 + \sigma_1 P_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (1.25)$$

### 1.5.6 Facteur $Q$

Le BER acceptable dans un lien de transmission après FEC varie de  $10^{-15}$  à  $10^{-12}$ , c'est-à-dire une erreur à tous les jours ou toutes les 100 secondes à 10 Gbps. En simulation, il faudrait considérer au minimum  $10^{12}$  bits avant de détecter la première erreur. Penser propager  $10^{12}$  bits et tenir compte des phénomènes linéaires et non-linéaire demanderait beaucoup trop de puissance de calculs numériques. L'utilisation du paramètre  $Q$  défini à l'équation 1.26 permet de calculer la qualité du signal sans avoir à simuler un grand nombre de bits. Un nombre variant entre 64 et 1024 bits selon les conditions de simulations (simple canal ou DWDM par exemple) permet de considérer l'aspect déterministe du signal soit la distortion. Celle-ci est représentée par le numérateur de l'équation 1.26. On ajoute par la suite les bruits non-déterministes représentés par le dénominateur de l'équation 1.26, à l'aide d'équations analytiques. Le taux d'erreur peut ensuite être lié au facteur  $Q$  à l'aide de l'équation 1.23 qui est la correspondance entre le facteur  $Q$  et le BER lorsque les bruits non-déterministes suivent une distribution statistique gaussienne.

Une autre raison de la practicalité du facteur  $Q$  est que la correspondance entre celui-ci et des *observables* du lien, tels que l'OSNR et la distance maximum de propagation avant régénération électrique. Cette correspondance est linéaire en dB contrairement au BER qui implique la correspondance de fonctions d'erreur. Après

une modification au lien de transmission il est possible d'utiliser la correspondance entre le facteur  $Q$  et l'OSNR pour rétablir le taux d'erreur au niveau voulu. La relation de correspondance est d'environ 0,4 dB de facteur  $Q$  par d'OSNR dans un lien de transmission longue distance à 10 Gbps qui est près de l'optimisation entre bruit et effets non-linéaires. La correspondance est d'environ 0,5 dB de facteur  $Q$  par dB d'OSNR lorsque les effets de bruit dominent la dégradation de la transmission et de 0,2 dB à 0,3 dB de facteur  $Q$  par dB d'OSNR lorsque les effets non-linéaires dominent la dégradation. Le facteur  $Q$  peut être vu comme un rapport signal-sur-bruit dans le domaine électrique et est donné en utilisant les équations 1.23 et 1.25 par:

$$Q = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1.26)$$

où  $P_0$  et  $P_1$  sont les niveaux moyens de puissance des « 0 » et des « 1 » et  $\sigma_0$  et  $\sigma_1$  les écarts-types correspondants du bruit.

Ainsi le facteur  $Q$  est mathématiquement lié au BER par :

$$\text{BER} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_Q^\infty e^{-\alpha^2} d\alpha \quad (1.27)$$

et donc après changement de variables

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (1.28)$$

### 1.5.7 Pénalité de puissance et marge de système

Le facteur  $Q$  permet donc d'évaluer la marge d'opération d'un système. La conception du lien optique doit prendre en considération non seulement les facteurs physiques intrinsèques au lien optique mais également la détérioration du lien durant sa durée de vie. Ces facteurs contribuant à la détérioration du lien optique peuvent être exprimés en terme de pénalités sur la marge du système. La pénalité de puissance est définie comme étant la différence de puissance en dB qui permet d'obtenir un BER

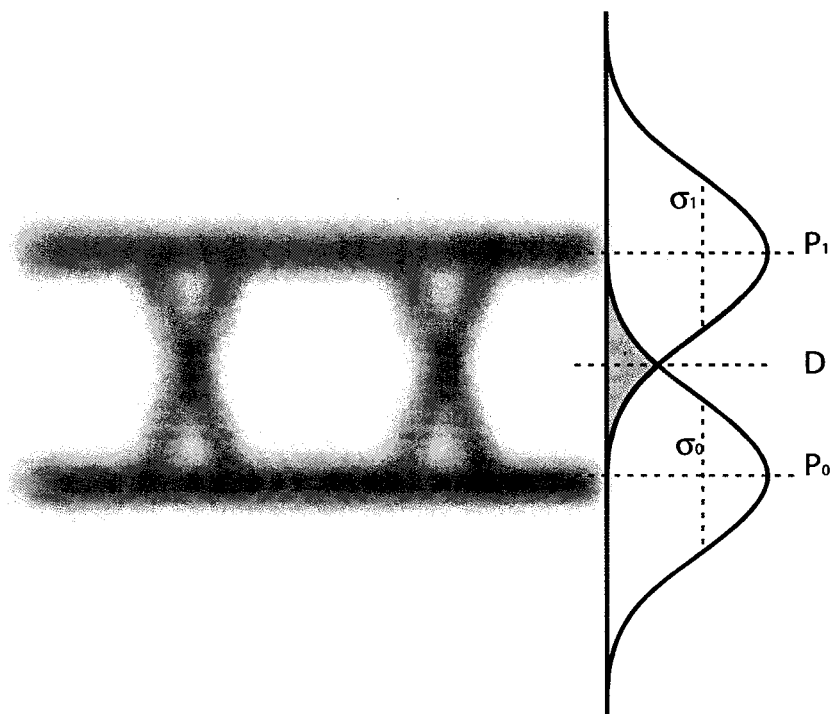


FIG. 1.23 – *Illustration des paramètres de calcul du facteur  $Q$ , soit  $P_1$ ,  $P_0$ ,  $\sigma_1$  et  $\sigma_0$ , à partir du diagramme de l'œil.*

acceptable au récepteur. Ce seuil acceptable dépend de l'application. Par exemple le BER minimum requis par Hydro-Québec pour son lien de transmission optique OC-48 à 2,5 Gbps est de  $10^{-13}$ .

Un certain OSNR doit être maintenu au détecteur pour assurer la transmission à un BER acceptable. L'OSNR est affecté par le niveau de bruit du système mais pas par les effets qui affectant le niveau du signal tel que le facteur d'extinction des modulateurs à condition que la définition de la résolution dans la mesure d'OSNR soit suffisamment large pour inclure la totalité de la puissance du signal modulé avant et après propagation.

La dégradation de la qualité du signal après propagation peut être caractérisés par une pénalité de puissance, c'est-à-dire en terme d'augmentation de la puissance requise au récepteur pour obtenir le même niveau d'opération. La pénalité de puissance est analogue à la pénalité d'OSNR qui est la différence en dB d'OSNR pour obtenir le



même taux d'erreur.

## Chapitre 2

# Fonctionnement de la boucle de recirculation

Les premières expériences de transmission en boucle de recirculation ont débuté il y a plus de 25 ans [Tanifuji & Ikeda 1977]. La démonstration de la transmission longue distance à l'aide d'amplificateurs à fibres dopées à l'erbium a été réussie grâce à une boucle de recirculation [Bergano, Aspell, Davidson, Trischitta *et al.* 1991]. À cette époque, bien que le potentiel de l'amplification tout-optique était compris [Giles, Desurvire, Talman, Simpson *et al.* 1989], plusieurs années se sont écoulées avant l'utilisation des EDFA dans les liens longue distance. Une démonstration d'un lien de plusieurs milliers de kilomètres était nécessaire mais l'investissement ne pouvait être justifié que si la faisabilité était démontrée expérimentalement. La solution à cette impasse est venue de l'expérience de boucle de recirculation de Bergano et al. [Bergano *et al.* 1991]. Depuis, l'efficacité des boucles de recirculation dans l'émulation de liens de transmission optique longue distance a été démontrée à maintes reprises [Widdowson & Malyon 1991][Shibano, Nakagawa, Kawazawa, Taga *et al.* 2001]. Les boucles de recirculation sont toujours utilisées dans l'étude et le développement de liens optiques longue distance comme en témoigne récemment la démonstration de transmission de 2,5 Tbps sur 6000 km [Gnauck *et al.* 2002].

La boucle de recirculation est donc un outil d'émulation de transmission optique point à point essentiel à la recherche et le développement des liens optiques longue distance et de ses composants. Le but premier d'une boucle est de reproduire un lien de plusieurs milliers de kilomètres avec seulement une fraction du matériel. Une boucle est typiquement constituée de quelques centaines de kilomètres de fibre optique, quelques amplificateurs et d'autres composants nécessaires. L'avantage au niveau des coûts d'expérimentation est énorme et fort probablement responsable de la popularité des boucles dans l'étude des liens optiques longue distance. La flexibilité qu'offre une boucle de recirculation est un avantage important comparativement à un banc d'essai complet et l'étude du comportement de nouveaux composants peut être faite rapidement et économiquement. En modifiant la boucle, n'importe quelle configuration de lien de transmission point-à-point peut être reproduite. Les boucles de recirculation sont principalement employées pour démontrer expérimentalement les nouvelles limites des systèmes de communication optique au niveau de la distance de propagation et du débit de transmission. Plusieurs expériences de ce type ont été effectuées au cours des dernières années [Vaa, Bakhshi, Golovchenko, Chai *et al.* 2001][Cai *et al.* 2001][Gnauck *et al.* 2002].

Différents types de fibre et différentes cartes de compensation de dispersion peuvent être examinés. Les composants requis peuvent tous être économiquement analysés dans la boucle, tels que :

- les composants du lien de transmission (tels que les amplificateurs, les filtres et les multiplexeurs);
- les composants de l'émetteur (tels que les modulateurs et les multiplexeurs);
- les composants du récepteur (tels que les démultiplexeurs et les compensateurs de dispersion accordable).

Le montage est un outil utile pour examiner :

- les différentes configurations de système pour ainsi trouver la configuration optimale à installer;

- différents formats d'encodage (NRZ, OOK, DPSK, etc).

## 2.1 Architecture et historique

Plus une boucle de recirculation est longue, meilleure est la représentation du lien de transmission puisque les pertes encourues par les éléments de la boucle qui ne se retrouvent pas dans un lien de communication réel sont distribuées sur un plus grand nombre d'amplificateurs (voir section 2.4.6) La PMD et la dispersion sont également mieux distribuées.

Plusieurs techniques de boucle de recirculation ont été développées au fil des ans et elles se sont améliorées avec le développement des technologies de test et de mesure. Le principe de base reste cependant toujours le même : on réinsère un train de bits optiques dans un lien de longueur modeste pour ensuite l'analyser après plusieurs recirculations.

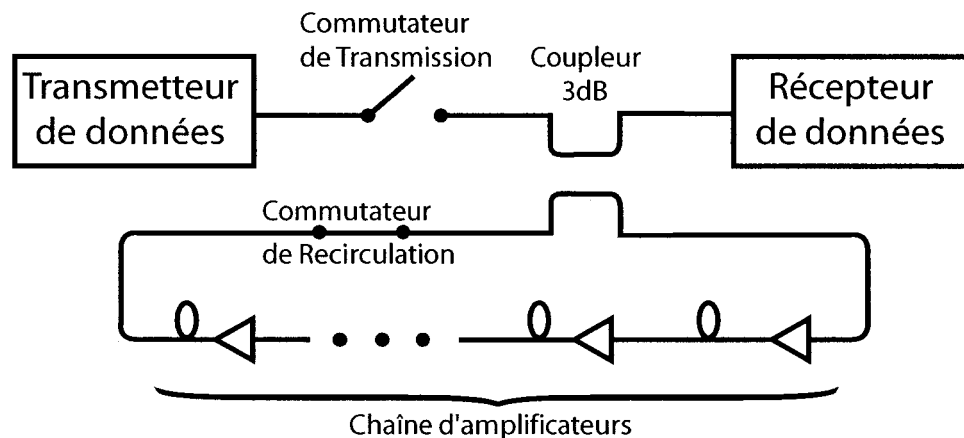


FIG. 2.1 – Schéma générique des éléments d'une boucle de recirculation qui seront repris à la section 2.2.

[Bergano & Davidson 1995]

Les premiers détecteurs d'erreurs n'avaient pas la capacité de se synchroniser rapidement, c'est-à-dire que le temps requis pour reconnaître une séquence de bits

était plus grand ou de l'ordre du temps d'une recirculation, appelé temps de boucle ( $\tau_{\text{boucle}}$ ). Pour que le détecteur d'erreurs puisse fonctionner de façon appropriée, une attention particulière devait être apportée pour s'assurer qu'un train de données continu se propage en tout temps. La technique utilisée consistait à ajuster la longueur de boucle, le débit du transmetteur ainsi que la longueur de *mot*, pour qu'un nombre entier de mots circule dans la boucle [Bergano & Davidson 1995]. Un mot est une séquence contenant un certain nombre de bits. Par exemple une séquence PRBS (voir section 2.2.6.5) a une certaine longueur, et se répète pendant l'expérience. Pour réussir la synchronisation du détecteur, l'équation 2.1 devait être satisfaite.

$$B = \frac{NM}{\tau_{\text{boucle}}} \quad (2.1)$$

où  $N$  est le nombre de mots,  $M$  le nombre de bits dans un mot,  $B$  le débit, et  $\tau_{\text{boucle}}$  le temps de boucle. Cette technique est cependant instable puisque de minimes changements de température peuvent perturber cet équilibre et il en résulte que le détecteur perd la synchronisation du signal. De nos jours, la synchronisation des détecteurs d'erreurs est très rapide et permet le fonctionnement en rafale, ou « Burst Mode ». Dans ce mode la synchronisation peut se faire en quelques microsecondes, c'est-à-dire en un temps beaucoup plus court que  $\tau_{\text{boucle}}$ . Ceci enlève toute restriction pratique sur le débit, la longueur de mot ainsi que la longueur de boucle.

## 2.2 Éléments de la boucle de recirculation

Différents composants et équipement d'analyse et de mesure sont nécessaires à l'expérience de boucle de recirculation. Chaque composant spécifique à la boucle est caractérisé de la même façon que ceux de la transmission décrits au chapitre 1.

### 2.2.1 Coupleurs

Les coupleurs directionnels combinent et séparent la lumière dans le lien de transmission. Un coupleur  $2 \times 2$  se compose de deux ports d'entrée et de deux ports de sortie. On distingue

1. Les diviseurs de puissance à une longueur d'onde donnée ou sur une plage de longueur d'onde selon un rapport déterminé par la fabrication. Les « taps » sont des coupleurs qui ne prélèvent qu'une petite partie de la puissance (typiquement 1 à 10%) pour des applications de contrôle et stabilisation.
2. Les coupleurs multiplexeurs combinent des signaux à plusieurs longueurs d'onde ou encore la pompe d'un amplificateur EDFA (à 980 nm ou à 1480 nm) avec un signal (autour de 1550 nm). (Les coupleurs démultiplexeurs sont essentiellement les mêmes composants mais les tolérances sur leur isolation sont en général plus strictes que pour les multiplexeurs.)

Dans une boucle de recirculation, un coupleur 3 dB est utilisé pour refermer la boucle sur elle-même. Ainsi donc, à chaque recirculation une partie du signal se dirige vers le récepteur et une autre partie retourne dans la boucle.

### 2.2.2 Modulateur acousto-optique

Les modulateurs acousto-optiques (AOM pour « Acousto-Optic Modulators ») sont utilisés comme commutateurs dans la boucle de recirculation. Ils sont placés aux deux ports d'entrée du coupleur de boucle. Le train de bits remplit la longueur de fibre utilisée dans la boucle mais, pour qu'il y ait recirculation, le signal d'entrée doit être coupé pour empêcher que plusieurs trains de bits différents se superposent. Une fois l'expérience terminée, c'est-à-dire que le nombre de recirculations voulu a été atteint, le signal à l'intérieur de la boucle doit être coupé pour ensuite répéter l'expérience et faire une autre prise de données. La description de la synchronisation de la boucle est présentée à la section 2.3.2.

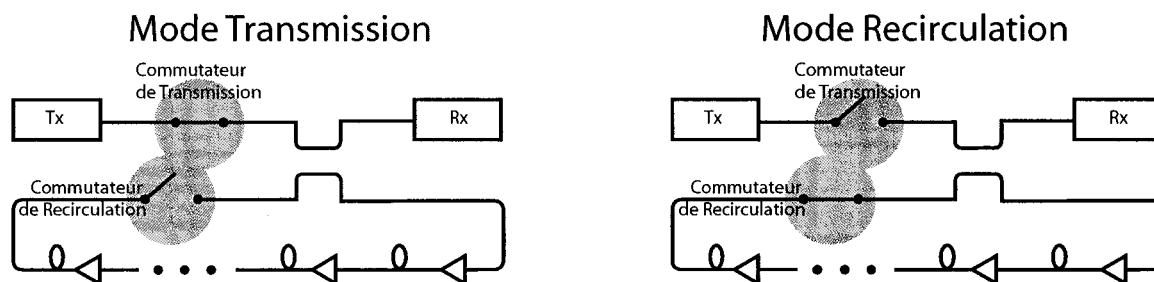


FIG. 2.2 – Mode de remplissage (transmission) et de recirculation dans une boucle de recirculation.

Les AOM sont idéaux pour cette application puisqu'ils ont une très grande atténuation (50 dB), ce qui coupe efficacement le signal du transmetteur pendant la recirculation. Ils ont également un temps de commutation très court (150 ns), ce qui minimise le nombre de bits en erreur. Dans une boucle la commutation est généralement limitée par le temps de montée des pulses venant du générateur de délai. Les pertes d'insertion des AOM sont faibles (2,5 dB) ce qui minimise les pertes excédentaires à l'intérieur de la boucle. La perte dépendante de la polarisation (ou PDL pour « Polarization Dependent Loss », voir section 1.3.4.2) est également faible (moins de 0,1 dB); le contraire aurait pour effet de fausser les effets de polarisation du lien optique en ajoutant une PDL qui ne provient pas du lien [Giles, Kahn, Korotky, Veselka *et al.* 1991].

Le fonctionnement du modulateur acousto-optique est basé sur le changement d'indice de réfraction de certains cristaux par une onde acoustique. Un changement d'indice périodique induit une réflexion du faisceau lumineux. Dans le cas du commutateur, le faisceau est dirigé dans la fibre de sortie lorsque le signal acoustique est présent ou est perdu dans la cavité tel qu'illustré sur la figure 2.3. Un désavantage des AOM est qu'un décalage de la fréquence optique apparaît à cause de l'effet Doppler lors de la réflexion dans le cristal acousto-optique. Le décalage est égal à la fréquence acoustique de l'ordre de quelques dizaines de MHz. Étant donné que cet effet est présent à chaque recirculation, le décalage total de la porteuse optique après  $N$  tour

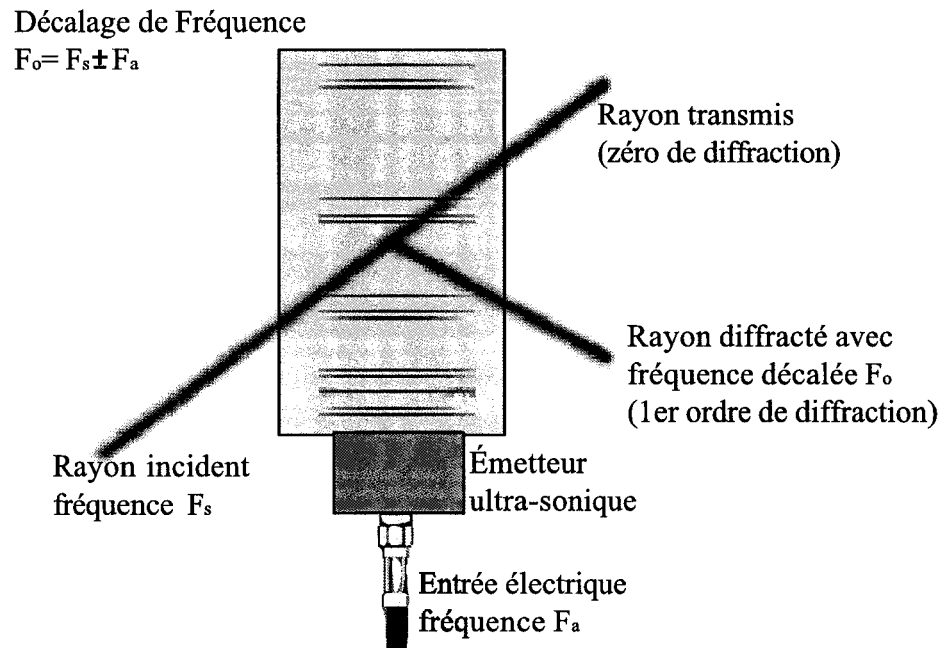


FIG. 2.3 – *Fonctionnement d'un modulateur acousto-optique.*

est égal à  $N \times F_a$  et peut être important lorsque l'on analyse la performance de filtres et de démultiplexeurs. Lors de la transmission, le signal peut glisser en dehors de la plage du filtre de boucle décrit à la section 2.2.3, ce qui réduit le nombre de circulations possible. Cet effet est non-négligeable dans des boucle de moins de 200 km. Un moyen de contrer l'effet de décalage en fréquence est d'utiliser deux cristaux acousto-optiques en série activés en sens inverse pour induire un deuxième décalage de Doppler sur la porteuse optique. Le décalage total devient donc nul.

### 2.2.3 Filtre spectral

Un filtre spectral est utilisé dans une boucle de recirculation pour éliminer le bruit qui ne se retrouve pas à la longueur d'onde des signaux propagés. Les amplificateurs à l'erbium génèrent de l'émission spontanée dans la bande entre 1525 nm à 1565 nm. Un signal aura donc à compétitionner avec ce bruit pour l'amplification dans le lien de transmission et l'OSNR en sera donc affecté. Un filtre peut être en couche-mince



ou bien consister en un réseau de diffraction qui ne recueille qu'une petite plage pour ensuite la réinsérer dans la fibre optique. Lorsqu'un seul cristal acousto-optique est utilisé comme commutateur de recirculation, donc qu'il y a un décalage fréquentiel à chaque recirculation, et que la boucle est de longueur modeste, un filtre spectral plus large peut être requis pour s'assurer que le signal ne glisse pas hors de la bande spectrale du filtre. Par exemple, pour une boucle de 100 km et une onde acoustique de 80 MHz, le décalage accumulé après 2000 km est de 1,6 GHz ou 13 pm. En contrepartie un filtre plus large laissera passer plus de bruit d'ASE. S'il y a peu canaux dans le lien, il se peut que l'ASE prenne tout le gain des amplificateurs et donc la puissance du signal est réduite.

Deux filtres spectraux ont été utilisés dans la boucle de recirculation : un filtre accordable de JDS Uniphase de largeur spectrale 0,22 nm à 3 dB et un filtre en couche mince de Santec de largeur spectrale 1,73 nm à 3 dB (voir section 3.1).

#### 2.2.4 Analyseur de spectre optique

L'analyseur de spectre (ou OSA pour « Optical Spectrum Analyser ») permet de visualiser la puissance du signal en fonction de la longueur d'onde. Il fonctionne un peu comme un filtre passe-bande dont la bande passante est accordable suivi d'un puissance-mètre. L'OSA permet de visualiser le spectre de puissance du signal optique et du bruit et donc permet de calculer le rapport signal sur bruit. Il y a différentes façons d'utiliser un OSA dans une boucle de recirculation. Il ne peut être utilisé en mode normal puisqu'il recueille ainsi le spectre en continu de toutes les recirculations. Il doit pouvoir recevoir un signal d'activation (ou « Gating signal ») pour ne recueillir que la recirculation voulue. L'OSA utilisé dans l'expérience est un *Anritsu* avec une résolution maximale de 10 pm.

### 2.2.5 Oscilloscope à échantillonnage

Les signaux à haut débit ne peuvent être visualisés avec un oscilloscope en temps réel. Un oscilloscope à échantillonnage (« sampling oscilloscope ») doit alors être utilisé. Celui-ci acquiert chaque point après avoir reçu une impulsion de déclenchement (« trigger »). Le signal est ensuite bien affiché après quelque temps si le « trigger » est bien synchronisé avec la séquence. Le recouvrement d'horloge au récepteur permet de synchroniser l'échantillonnage pour bien représenter dans le temps chaque point par rapport aux autres points déjà acquis. L'oscilloscope a besoin tout comme l'OSA d'un signal d'activation pour pouvoir recueillir le diagramme de l'œil (voir section 1.5.4) après un nombre désiré de recirculations et non pas en continu.

L'oscilloscope utilisé dans notre expérience est l'*Agilent* DCA 86100A avec entrée optique ayant une bande passante de 30 GHz, et une entrée électrique ayant une bande passante de 40 GHz.

### 2.2.6 BERT (Bit Error Rate Tester)

Le BERT est composé de deux parties : le générateur de séquence (PPG pour « Pulse Pattern Generator ») et le détecteur d'erreurs (ED pour « Error Detector »).

#### 2.2.6.1 PPG

Le PPG génère le signal électrique pour les modulateurs optiques. Il peut transmettre un signal programmé ou pseudo-aléatoire (PRBS pour « Pseudo Random Bit Sequence », voir section 2.2.6.5) de longueur  $2^n - 1$ . Le débit est ajusté avec la fréquence de l'horloge du PPG. Le PPG utilisé pour notre boucle de recirculation est le Anritsu MP1763A. Il est capable de générer des séquences PRBS de  $n = 7, 9, 15, 20, 23$  ou  $31$ , ou peut également être programmé avec une séquence de données fournie par l'utilisateur. L'horloge, et donc le débit, s'ajuste entre 50 MHz et 12,5 GHz. Le PPG a deux sorties corrélées,  $DATA$  et  $\overline{DATA}$  (complémentaire), ainsi qu'une sortie d'horloge.

### 2.2.6.2 ED

Le détecteur d'erreurs (ED) doit pouvoir synchroniser rapidement les données qui entrent en rafales pour évaluer correctement les erreurs. Le détecteur doit connaître la longueur de mot du signal, c'est-à-dire la valeur de  $n$  du PRBS (voir section 2.2.6.5). À partir de cette donnée, il compare un certain nombre de bits pour retrouver la séquence qui se répète. Lorsque le taux d'erreur est minimisé, alors la synchronisation est acquise. Le temps de synchronisation ne doit pas excéder la durée des données en rafales pour que le test de la boucle de circulation soit réalisable. Si le taux d'erreur est trop élevé, la synchronisation est impossible. Le mode en rafales (« Burst Mode ») du détecteur d'erreurs permet de contrôler à quel moment le détecteur doit compter les erreurs et à quel moment les ignorer. Cette caractéristique est primordiale pour les expériences de boucle de recirculation pour s'assurer d'une grande stabilité ainsi que d'une flexibilité sur le débit de transmission et la longueur de boucle. Le même signal qui enclenche le mode rafale est utilisé pour l'oscilloscope et l'analyseur de spectre. Le ED utilisé dans notre montage est le Anritsu MP1764A.

### 2.2.6.3 Synchronisation du BERT

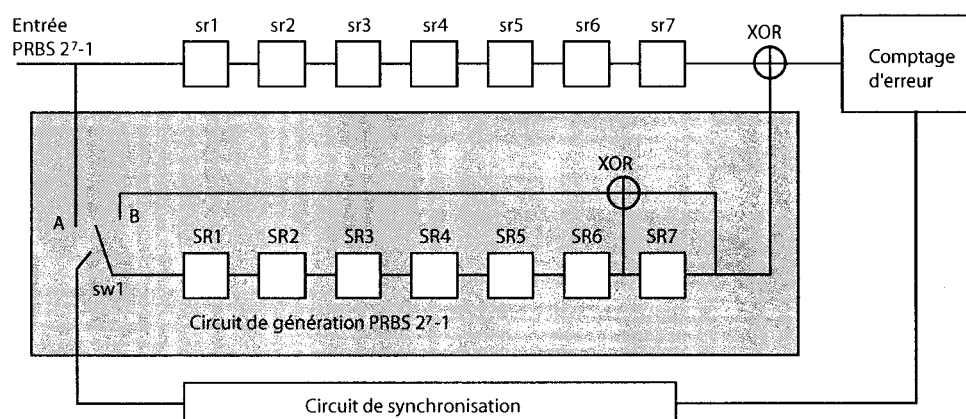


FIG. 2.4 – Exemple de synchronisation du détecteur d'erreurs pour un PRBS  $2^7 - 1$ .  
[Levesque 1995]

La synchronisation du signal dans le ED pour comparer les séquences de bits et ainsi détecter les erreurs est illustrée sur la figure 2.4. Initialement, le commutateur *sw1* est positionné en *A*. Les sept premiers bits arrivant au détecteur d'erreurs sont simultanément enregistrés dans deux séries de registres, soit *sr1* à *sr7* et *SR1* à *SR7* sur la figure 2.4. Le commutateur est ensuite positionné en *B* et le circuit de génération de PRBS génère la séquence  $2^7 - 1$ . Cette séquence est comparée bit par bit avec les données entrées dans les registres *sr<sub>x</sub>*. Si la comparaison donne un taux d'erreur faible, idéalement 0, alors le commutateur *sw1* est positionné en *B* et la synchronisation est réussie. Cependant, si le taux d'erreur est élevé, le commutateur *sw1* retourne en position *A* et une nouvelle série de sept bits est insérée dans les registres pour tenter de nouveau la synchronisation [Levesque 1995].

#### 2.2.6.4 Encodage et décodage DPSK

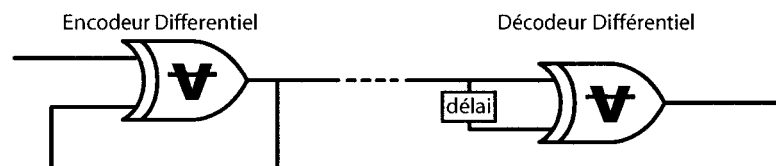


FIG. 2.5 – Logique de l'encodage et décodage différentiel utilisé en DPSK («*Differential Phase Shift Keying*»).

Étant donné que le DPSK n'est pas une corrélation directe de signal-à-phase mais bien un encodage du changement de phase, le signal binaire doit être transformé pour ensuite encoder la phase optique avec les modulateurs. Le procédé est un XOR représenté logiquement sur la figure 2.5. L'élément de gauche de la figure représente la logique de l'encodeur DPSK et l'élément de droite la représentation logique du démodulateur DPSK.

Une technique pour éviter l'utilisation d'encodeurs en temps réel à 10 Gbps dans une boucle de recirculation est de programmer deux séries de données différentes au PPG et ED, celle au PPG étant l'encodage DPSK de celle au ED selon la fonction

logique illustrée à la figure 2.5. La démodulation est faite par un démodulateur DPSK optique. Une autre technique très simple d'utilisation tire avantage des propriétés de certaines séquences PRBS tel que décrit à la section 2.2.6.5.

### 2.2.6.5 PRBS

Les séquences PRBS utilisées dans le test d'équipements de télécommunications ont été standardisées par l'ITU-T (voir section 1.2.4.1) sous la recommandation O.151 - « Error performance measuring equipment operating at the primary rate and above ». Un signal PRBS est de longueur  $2^{n-1}$  où  $n$  est un nombre entier. Le PRBS est une séquence connue qui tente de reproduire la nature aléatoire d'un signal transmis dans un lien de communication. Plus  $n$  est grand, meilleur est la reproduction aléatoire [Derickson 1998].

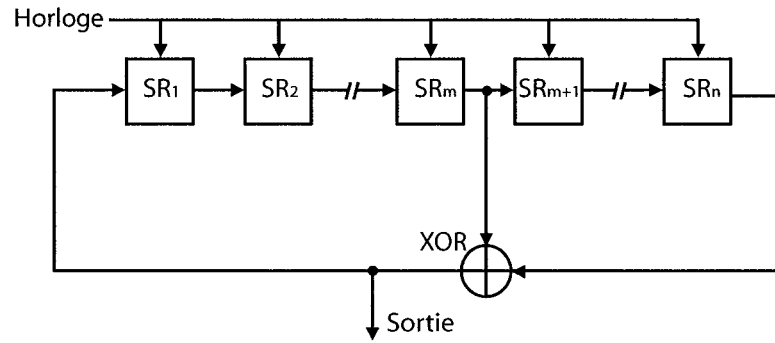


FIG. 2.6 – Génération d'un PRBS.

Une séquence PRBS est générée selon l'algorithme présenté au tableau 2.1. La figure 2.6 montre comment la séquence est produite électroniquement.

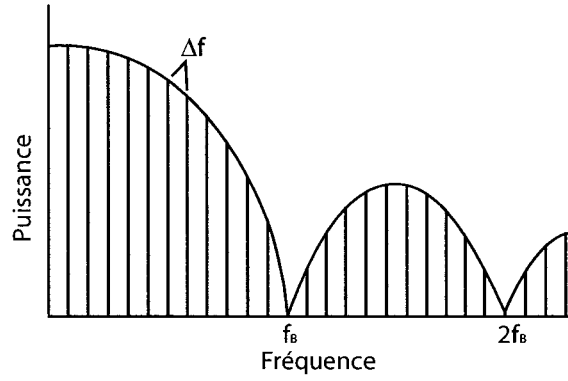
Le spectre en fréquence d'une séquence PRBS consiste en une série de lignes discrètes dont l'enveloppe suit la courbe  $\sin x/x$  [Derickson 1998]. L'espacement en fréquence entre ces lignes, illustré à la figure 2.7, équivaut à l'équation :

$$\Delta f = \frac{B}{2^n - 1} \quad (2.2)$$

TAB. 2.1 – *Polynôme générateur de séquence PRBS.*

$2^7 - 1$	$x^7 + x^6 + 1$
$2^{10} - 1$	$x^{10} + x^7 + 1$
$2^{15} - 1$	$x^{15} + x^{14} + 1$
$2^{20} - 1$	$x^{20} + x^{17} + 1$
$2^{23} - 1$	$x^{23} + x^{18} + 1$
$2^{31} - 1$	$x^{31} + x^{28} + 1$

où  $B$  est le débit de la transmission [Derickson 1998].

FIG. 2.7 – *Spectre électrique d'un signal PRBS.*

Une propriété intéressante du PRBS  $2^{15} - 1$  produit par le polynôme générateur  $x^{15} + x^{14} + 1$  est qu'après un encodage différentiel, la séquence PRBS est identique mais décalée de 14 bits. Cette propriété d'une séquence PRBS après encodage différentiel est vraie pour tous les polynômes générateurs ayant la forme  $x^n + x^{n-1} + 1$ ,  $n > 0$ , entre autre  $2^7 - 1$ . Le délai de ces séquences PRBS après encodage différentiel est  $n - 1$ . Soit  $c_k$ , la séquence après encodage DPSK,  $d_k$ , la séquence PRBS originale et  $\oplus$  l'addition modulo 2 (ou XOR), la preuve se fait comme suit [Shankar & van der Wagt 2003]. De la définition du DPSK, l'encodage différentiel d'une séquence PRBS est :

$$c_k = c_{k-1} \oplus d_k \quad (2.3)$$

qui est la représentation mathématique de l'encodeur différentiel de la figure 2.5. Par définition, une séquence PRBS ayant la forme  $x^n + x^{n-1} + 1$  est représenté par :

$$d_k = d_{k-(n-1)} \oplus d_{k-n} \quad (2.4)$$

La preuve consiste donc à vérifier que l'encodage DPSK d'une séquence PRBS ayant la forme  $x^n + x^{n-1} + 1$  est identique à la séquence PRBS mais décalée de  $n - 1$  bits, soit vérifier que :

$$c_k = d_{k-(n-1)} \quad (2.5)$$

En substituant 2.5 dans 2.3 on obtient :

$$d_{k-(n-1)} = d_{k-n} \oplus d_k \quad (2.6)$$

Puisque l'addition modulo 2 est identique à la soustraction modulo 2, l'expression 2.4 est identique à 2.6 et la preuve que l'encodage DPSK d'une séquence PRBS ayant la forme  $x^n + x^{n-1} + 1$  est identique à la même séquence PRBS décalée de  $n - 1$  bits est complète. Pour la synchronisation du ED ce délai est sans importance et il n'y aura pas la différence entre une telle séquence PRBS et son encodage différentiel.

### 2.2.7 Générateur de délai

Le générateur de délai donne une tension électrique à ses sorties après un temps pré-défini et, à chaque nouveau cycle, le processus se répète. Le DG535 de *Stanford Research* utilisé pour ce montage possède quatre délais (A, B, C et D). La somme ou soustraction de ces délais permet de générer des impulsions et c'est par ces impulsions que l'on contrôle l'opération de tout le montage. Deux sorties inversées dictent

l'ouverture et la fermeture des commutateurs acousto-optiques. Lorsque l'un des commutateurs est ouvert, l'autre est fermé et vice-versa. L'impulsion formée par la soustraction des délais C et D constitue le signal d'activation pour l'OSA, l'oscilloscope à échantillonnage ou bien le BERT, pour savoir à quel moment, c'est-à-dire quelle recirculation, récupérer le spectre, afficher le diagramme de l'oeil ou bien compter les erreurs. La tension en sortie du DG535 peut être ajustée entre -5 V et 5 V et l'impédance de sortie ajustée à haute impédance ou 50  $\Omega$ . Cette flexibilité permet de satisfaire les exigences de chacun des appareils de mesure utilisés. L'ajustement de délai minimum de 5 ns du DGD535 est adéquat puisque les plus petits délais dans la boucle sont de l'ordre des centaines de microsecondes.

## 2.3 Fonctionnement

Cette section décrit comment tous les éléments de la boucle sont intégrés pour assurer son bon fonctionnement. Le PPG peut produire un flux de données électriques pseudo-aléatoires. Ce signal électrique est encodé en signal optique dans la fibre par le laser et le modulateur Mach-Zehnder (MZ). Le signal optique est ensuite amplifié, traverse le commutateur acousto-optique et est inséré dans la boucle par le coupleur 3 dB tel qu'illustré à la figure 2.8.

### 2.3.1 Propagation

Dans notre configuration de boucle, le signal se propage dans 240 km de fibre optique, soit 200 km de fibre SMF-28 de *Corning* et 40 km de fibres à dispersion négative DCF de *Lucent*. La vitesse de propagation dans la fibre optique est d'environ 4,89  $\mu\text{s}/\text{km}$  et la boucle se remplit de données en environ 1,16 ms. Lorsque la boucle est pleine, le commutateur de transmission s'ouvre (ne transmet plus) et le commutateur de boucle se ferme (transmet le signal) tel qu'illustré à la figure 2.2. La sortie de la boucle étant connectée à l'entrée du coupleur 3 dB, une partie de la lumière est dirigée



vers le récepteur et une autre recircule dans la boucle. Les pertes sont complètement compensées par les amplificateurs (y compris les pertes au coupleur 3 dB) et le gain net de la boucle est 1 (ou 0 dB). Ainsi la puissance à n'importe quel point de la boucle est constante au cours du temps.

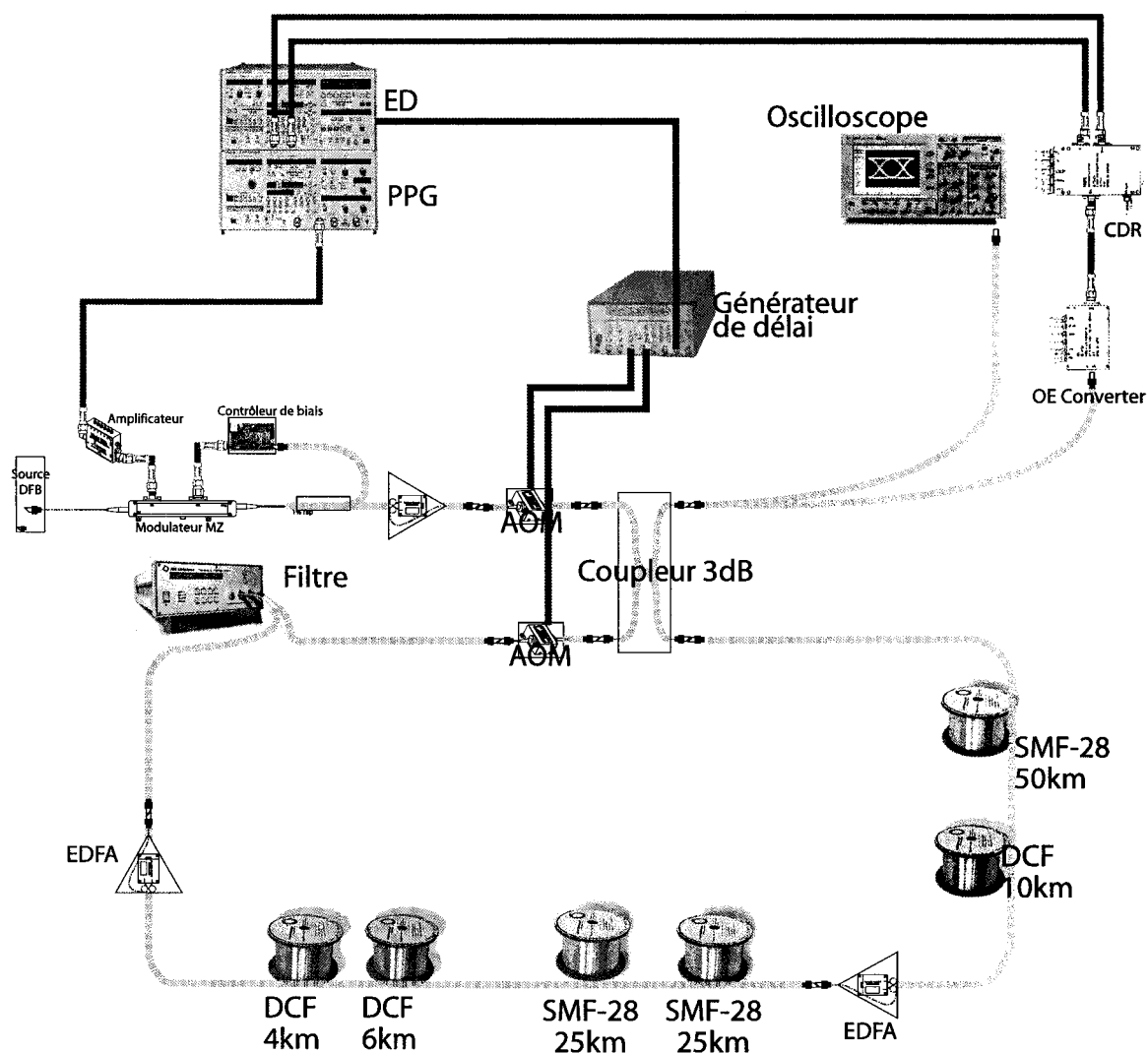


FIG. 2.8 – Schéma de la boucle de recirculation au Laboratoire des fibres optiques.

On compense la dispersion en utilisant de la fibre DCF *Lucent* (maintenant *OFS*). L'amplification du signal atténué par les fibres et autres composants de l'expérience est accompli par les quatre amplificateurs à l'erbium (EDFA). L'ajustement de puissance

est primordial dans un lien de transmission et cette opération est très délicate dans une boucle de recirculation. Il faut s'assurer que le gain net de la boucle soit unité, c'est-à-dire que les pertes soient égales au gain et que la même puissance soit présente dans la boucle quel que soit le nombre de recirculations. Le niveau de puissance doit aussi être optimisé parce que :

1. trop de puissance occasionne des effets non-linéaires dus au SPM ou le XPM tels que décrits à la section 1.3.5,
2. trop peu de puissance donne un mauvais OSNR.

Un mauvais ajustement entre le début et la fin de la boucle, crée à chaque recirculation soit une diminution de la puissance et donc de l'OSNR, soit une augmentation de la puissance et donc des effets non-linéaires. Enfin, on limite le bruit à l'aide d'un filtre spectral centré sur la longueur d'onde du signal pour empêcher que l'ASE prennent le gain des EDFA. Ceci élimine la puissance de bruit à l'extérieur de la plage spectrale du signal. Lorsque l'on propage plusieurs canaux couvrant la largeur de gain de l'erbium, ceux-ci empêchent aussi l'ASE de prendre le gain des amplificateurs.

### 2.3.2 Synchronisation de la boucle

La synchronisation est indispensable au succès d'une expérience de boucle de recirculation

- pour l'ouverture et la fermeture des commutateurs ;
- pour signaler au BERT à quel moment compter les erreurs. On veut en effet que le BERT compte les erreurs après un nombre donné de recirculations mais seulement sur une fraction du temps d'une recirculation. L'ouverture et la fermeture des commutateurs s'étend sur plusieurs bits au début et à la fin du train et celles-ci pourraient être interprétées comme des erreurs par le BERT. Ces erreurs sont propres à l'expérience et doivent être ignorées n'étant pas représentatives du lien simulé.

- pour signaler à l’oscilloscope quels bits afficher dans le diagramme de l’œil. Pour la même raison que mentionné au point précédent, certains bits seront détériorés par l’expérience et ne doivent pas être affichés.
- Pour signaler à l’OSA à quel moment faire l’acquisition du spectre ou ignorer le signal.

L’unité de base de l’expérience de boucle de recirculation est le temps de boucle  $\tau_{\text{boucle}}$  qui est environ  $4,9 \mu\text{s}/\text{km}$  et donc environ  $1,16 \text{ ms}$  dans notre expérience. Une mesure par réflectométrie temporelle (ou OTDR pour « Optical Time Domain Reflectometry ») mesure directement le temps de boucle. La figure 2.9 illustre le diagramme de synchronisation pour contrôler le fonctionnement de la boucle.

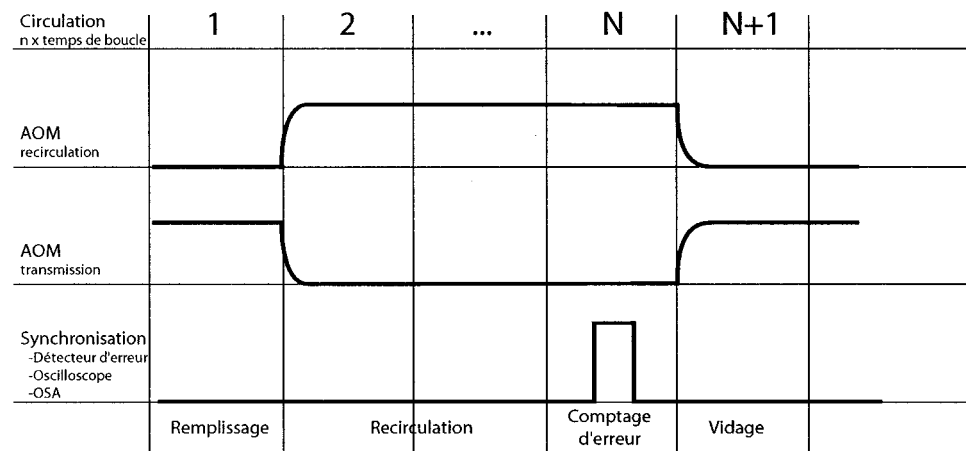


FIG. 2.9 – *Diagramme de synchronisation de la boucle de recirculation.*

### 2.3.3 Ajustement de puissance

L’ajustement de puissance est le deuxième élément essentiel de l’expérience. Non seulement la puissance à l’intérieur de la boucle d’une portée (ou « span ») à l’autre doit être la même mais on doit s’assurer que la puissance d’entrée d’une recirculation à l’autre est très stable. Premièrement, on ajuste la puissance d’une portée à l’autre lorsque la boucle est en mode de transmission (voir figure 2.2). Dans ce mode le

signal remplit la boucle mais est atténué par l'AOM de recirculation en fin de boucle. On mesure la puissance à l'entrée et à la sortie de chaque amplificateur. Le gain de l'amplificateur ou le courant de pompe est ensuite ajusté pour obtenir la même puissance en entrée de chaque portée.

Deuxièmement, la puissance de sortie du dernier amplificateur est ajustée pour obtenir un gain unité d'une recirculation à l'autre. Nous avons utilisé deux méthodes pour s'assurer du gain unité : la première consiste à regarder la puissance au cours du temps à la sortie de la boucle à l'aide d'un OSA dont la largeur spectrale de l'affichage a été ajustée à 0 nm (aussi appelée la méthode de « span zero » [Derickson 1998]). L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de voir la puissance à la longueur d'onde précise du signal. En ajustant le gain du dernier amplificateur de la boucle, nous essayons d'obtenir la puissance la plus constante possible. Généralement un ajustement à  $\pm 0.5$  dB est suffisant. La deuxième méthode combine l'utilisation de l'oscilloscope à échantillonnage et du générateur de délai. Ce dernier fournit un signal de correspondant à une expérience complète, soit  $N \times \tau_{\text{boucle}}$  comme sur la figure 2.9. Le gain du dernier amplificateur est ensuite ajusté pour obtenir une puissance constante du signal. L'avantage de cette dernière méthode est que la puissance de chaque recirculation ainsi que la différence entre la puissance des « 1 » et la puissance des « 0 » peut être observée. Nous pouvons ainsi identifier qualitativement la cause de la dégradation du signal (bruit ou effets de distortion). Les effets transitoires d'une recirculation à l'autre sont identifiable par la méthode de l'oscilloscope. La section 3.2.1 présente les résultats de l'utilisation des deux méthodes.

## 2.4 Limites d'une boucle de recirculation

Le procédé de développement des composants et des systèmes inclut des simulations sur ordinateur avant les expériences de boucle, puis une expérience complète de laboratoire et, finalement, un essai réel d'un lien installé. Une simulation numérique

représentant un lien de transmission avec une grande fiabilité peut être très complexe. La difficulté réside dans le choix d'un modèle représentatif des effets significatifs. La boucle de recirculation est un outil essentiel de validation dans la conception de ces modèles [Golovchenko, Pilipetskii, Bergano, Davidson *et al.* 2000] mais n'est pas une représentation parfaite d'un lien optique longue distance. Certains éléments ne sont pas présents dans un lien réel et certains effets physiques peuvent se comporter de façon différente. Une discussion des limites de l'expérience est présentée ici.

### 2.4.1 Bobine de fibre

Une différence majeure entre une expérience de boucle de recirculation (et même une expérience complète de laboratoire) et un système installé est que les centaines de kilomètres de fibre sont enroulées sur des bobines. Il y a des modèles pour décrire ce qui arrive à la distribution d'énergie dans une fibre courbée et les pertes de courbures qui en découlent. Le tableau 2.2 montre les pertes de courbures de la fibre *Corning* SMF-28. L'atténuation par tour est faible à des diamètres de bobine plus grand que 50 mm. Lorsque quelques centaines de kilomètres de fibre sont enroulées, l'atténuation totale causée par les courbures est significative. La raison suggérée par Snyder pour expliquer ces pertes [Snyder & Love 1983] est que la distribution d'énergie du mode de propagation se décalerait du centre de courbure et donc une partie de l'énergie serait perdue dans la gaine.

Les pertes de courbures sont dépendantes de la polarisation ajoutant ainsi à l'expérience une PDL qui ne se retrouve pas dans un lien installé. Les contraintes déterministes sur la fibre dans la bobine affectent également le DGD dans l'expérience.

### 2.4.2 Bruit

Dans la boucle, la génération et l'accumulation de bruit a lieu comme dans un lien réel. Cependant, lorsque les effets de polarisation sont pris en considération, le bruit peut se comporter de façon différente tel qu'expliqué à la section 2.4.5.4. Les

TAB. 2.2 – *Atténuation attribuable à la courbure dans la fibre Corning SMF-28.*

Diamètre de bobine (mm)	Nombre de tours	Longueur d'onde (nm)	Atténuation induite (dB)
32	1	1550	$\leq 0,50$
50	100	1310	$\leq 0,05$
50	100	1550	$\leq 0,10$

isolateurs dans les amplificateurs atténuent le bruit qui pourrait se propager en sens inverse dans la boucle et créer de l'instabilité. Les effets sur l'OSNR ne sont ainsi pas doublés et le bruit ne peut pas retourner à l'émetteur par le coupleur de boucle pour créer de l'instabilité dans les émetteurs.

Dans l'expérience de boucle de recirculation, des pertes périodiques supplémentaires provenant du coupleur, du commutateur acousto-optique à l'intérieur de la boucle, du filtre passe-bande ainsi que les pertes de courbure ne se retrouvant pas habituellement dans un vrai lien optique doivent être compensées [Bergano & Davidson 1995]. Pour compenser les pertes supplémentaires, un amplificateur est habituellement ajouté ce qui engendre plus de bruit d'ASE dans le système. Cela signifie que le bruit supplémentaire diminue l'OSNR au récepteur et les résultats de l'expérience pourraient sous-estimer la qualité réelle du lien et de ses composants émulsés dans la boucle de recirculation. La valeur de ce facteur excessif de pénalité est estimé à la section 2.4.6. Il dépend au rapport de l'OSNR dans un passage simple de la boucle avec et sans les pertes supplémentaires.

### 2.4.3 Dispersion chromatique

D'un point de vue linéaire, la dispersion chromatique se comporte dans la boucle de recirculation comme dans un lien installé. Même si celle-ci se répète périodiquement, l'émulation permet l'essai de différentes configurations pour la compensation de la dispersion chromatique ainsi que la pente de dispersion. Différentes cartes de compensation utilisant différents types de fibre peuvent être utilisées. L'utilisation

d'autres techniques de compensation tels les réseaux de Bragg en fibre optique (FBG pour « Fiber Bragg Gratings », voir section 1.3.3.2) est également possible. Cependant les erreurs sur la pente de dispersion d'un composant de compensation, telles l'oscillation de délai de groupe (ou GDR pour « Group Delay Ripple ») dans les FBG, se répètent à chaque recirculation. Dans un lien de transmission linéaire, chaque FBG aura un GDR propre.

#### 2.4.4 Effets non-linéaires

En tenant compte des effets non-linéaires, le fait que la dispersion varie de portée en portée dans un lien réel comparativement à une boucle où elle se répète périodiquement, peut changer la représentation de la boucle par rapport à un lien réel. Un ajustement de puissance inadéquat influence également les effets non-linéaire dans la boucle.

#### 2.4.5 Polarisation

Les changements de contraintes sur la fibre dans le temps sont négligeables dans la boucle de recirculation de telle sorte que le DGD (voir section 1.3.4.3) sera constant d'une recirculation à une autre. La polarisation est liée à la polarisation de la circulation précédente par la matrice de transfert sur les vecteurs de Jones tel qu'expliqué à la section 1.3.4.1. Le changement de polarisation n'est donc pas statistique mais déterministe. Cet effet a un impact sur tous les phénomènes de polarisation dans la boucle, soit le DGD, la PDL, le PDG, ainsi que sur l'interaction entre ces différents effets. L'utilisation de contrôleurs de polarisation dans la boucle permet d'optimiser la transmission et réduire les effets de DGD. La distance de transmission possible dans la boucle est améliorée lorsque la PDL est forte et que la polarisation est contrôlée pour être dans l'axe de PDL faible. Cette amélioration artificielle n'est pas représentative de ce qui se passe dans un lien de transmission réel.

### 2.4.5.1 Matrice de transfert et évolution de la polarisation

Lorsque l'on utilise les matrices de Jones (voir section 1.3.4.1) pour décrire la polarisation, on peut associer à tout élément optique une matrice de transfert qui décrit l'amplitude et la polarisation de l'onde à la sortie de cet élément. La boucle est un élément dichroïque biréfringent auquel on associe une matrice de transfert qui dépend de la longueur d'onde. Cette dépendance est à l'origine du DGD. En effet une méthode de mesure de DGD, « Jones Matrix Eigenanalysis », fait l'analyse des valeurs propres des matrices de Jones [Derickson 1998]. Dans un lien de transmission, la dépendance dans le temps des matrices de transfert est l'origine de la nature statistique de la PMD.

Soit la matrice de transfert pour une boucle de recirculation :

$$T = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Les valeurs propres de la matrice de transfert après  $N$  recirculations sont :

$$\lambda_1 = (2(a + d - v))^N \quad (2.8)$$

et

$$\lambda_2 = (2(a + d + v))^N \quad (2.9)$$

où  $v = \sqrt{(a - d)^2 + 4bc}$

La boucle peut donc être approximée comme étant une lame retard ayant la forme suivante

$$T = e^{j(\phi_1)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j(\phi_2 - \phi_1)} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$



Une approximation du critère de répétition de la polarisation est

$$T = e^{j\phi_1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j(\phi_2 - \phi_1)} \end{bmatrix} (\phi_2 - \phi_1)N = 2m\pi \quad (2.11)$$

où  $m$  est un nombre entier. Donc la polarisation d'entrée de la boucle se répète après  $N$  recirculations.

La corrélation entre la polarisation d'entrée de chaque recirculation est un effet propre aux boucles de recirculation qui n'existe pas dans un lien de transmission. Ceci à une répercussion sur tous les effets de polarisation: la PMD n'a plus une distribution maxwellienne, la probabilité de taux d'erreur n'est plus gaussienne, etc... Une méthode pour minimiser cet effet utilise un mélangeur de polarisations (« Polarization Scrambler ») opérant à la fréquence  $1/\tau_{\text{boucle}}$  [Sun *et al.* 2001][Yu, Yan, Lee, Xie *et al.* 2003]. Ceci équivaut à ajouter une matrice de transfert aléatoire pour chaque  $N$  et donc la polarisation se répétera aléatoirement comme donc un lien de transmission réel. La nature statistique de la plupart des effets dans un lien de transmission est ainsi bien reproduite. L'analyse des valeurs propre de la matrice de transfert dans la boucle de recirculation est présenté à la section 3.1.3.

#### 2.4.5.2 Biréfringence et PMD dans une boucle de recirculation

La fibre utilisée dans notre expérience est embobinée sur des rouleaux de 7,5 cm de rayon. Cet enroulement à tension constante diminue considérablement le facteur de PMD dans la fibre par rapport à une fibre dans un câble installé. Le processus de câblage d'une fibre optique, l'installation du câble ainsi que les vibrations et les changements de température après installation induisent des contraintes sur la fibre qui ne se retrouve pas dans les rouleaux du laboratoire [de Lignie, Nagel & van Deventer 1994].

Dans la boucle de recirculation, la PMD ne se comporte donc pas de façon statistique mais presque déterministe. Les changements de contraintes dans le temps dus à

la température, les vibrations et autres ne sont pas significatifs dans l'environnement du laboratoire et, ainsi, le DGD varie peu d'une recirculation à l'autre. L'utilisation d'un contrôleur de polarisation pour décorréler la polarisation d'une recirculation à l'autre permet d'obtenir une PMD maxwellienne [Sun *et al.* 2001][Yu *et al.* 2003]. C'est le principe utilisé pour réaliser un émulateur de PMD à distribution maxwellienne qui consiste en une série de contrôleurs de polarisation entre des longueurs de fibre ayant un DGD déterministe [Khosravani, Jr., Ebrahimi, Ibragimov *et al.* 2001].

#### 2.4.5.3 PDL et PDG dans une boucle de recirculation

La perte dépendant en polarisation (ou PDL pour « Polarization Dependent Loss ») peut être définie comme étant la différence entre deux états de polarisation orthogonaux ayant la plus grande et la plus petite perte. La même définition s'applique lorsque que l'on parle de gain dépendant de la polarisation (PDG pour « Polarization Dependent Gain »). La PDL et la PDG deviennent des problèmes importants dans un lien optique à cause de la nature aléatoire de la polarisation. Elles ont aussi comme effet de polariser le bruit.

Dans une expérience de boucle de recirculation, on peut contrôler l'état de polarisation du signal dans le lien et ainsi obtenir le meilleur OSNR. Lorsque la différence de phase entre les valeurs propres de la matrice de transfert pour la  $N$ -ième recirculation est égale à  $2n\pi$ ,  $n$  étant un entier, une perte périodique dans la boucle causé à la PDL sera présente. Dans un lien installé, la PDL rend le gain, et donc l'OSNR, statistique. Un facteur de PDL élevé élargie la distribution de probabilité ce qui peut dégradé la qualité de la transmission. Comme présenté à la section 2.4.5.4, un facteur de PDL élevé dans une boucle de recirculation augmente la qualité de transmission en agissant comme filtre orthogonal à la polarisation du signal.

#### 2.4.5.4 PDL, PDG et bruit dans une boucle de recirculation

Le bruit non polarisé produit par un amplificateur optique se propage par le système et subit également les effets de PDL et PDG. Si l'on fait l'approximation que le signal reste polarisé dans le lien, le bruit devient quasi-polarisé après s'être propagé dans plusieurs amplificateurs ayant une certaine valeur de PDG [Malyon *et al.* 1993]. Si le signal lui-même était toujours dans la polarisation subissant les plus grandes pertes ou le plus petit gain, l'OSNR à l'extrémité du lien serait négativement affecté par le bruit amplifié dans l'état privilégié. Si le signal était toujours dans l'état privilégié des amplificateurs, l'OSNR serait amélioré. Ainsi, une boucle de recirculation contenant un facteur de PDL élevé peut performer mieux lorsqu'ajusté en polarisation qu'une boucle avec un facteur de PDL plus faible [Sun *et al.* 2001]. Ceci est dû au fait que le bruit orthogonal au signal à une même longueur d'onde est atténué par la PDL et donc un meilleur OSNR est obtenu. Dans un lien réel, l'état de polarisation à l'entrée varie dans le temps, d'un élément à un autre. Ceci peut causer une instabilité de l'OSNR aux récepteurs. L'état de polarisation à l'entrée du lien peut être ajusté pour obtenir artificiellement une meilleure performance et réduire cet effet mais même la performance maximale peut varier dans le temps.

La probabilité d'obtenir un certain facteur  $Q$  dans un lien devrait être gaussienne. Dans une boucle de longueur relativement courte (107 km) cette probabilité comporte deux pics [Sun *et al.* 2001]. C'est la raison principale pour utiliser des boucles de recirculation de plusieurs portées, ou « spans », pour bien émuler un lien de transmission. En augmentant la longueur de la boucle, la distribution se rapproche d'une gaussienne. L'utilisation de la dé-corrélation de la polarisation d'une circulation à l'autre tel qu'expliqué à la section 2.4.5.1, ce qui équivaut à rendre imprévisible la matrice de transfert après  $N$  circulations, permet d'obtenir une distribution gaussienne du facteur  $Q$  avec une relativement petite boucle de recirculation [Sun *et al.* 2001].

### 2.4.6 Facteur de pénalité d'un boucle de recirculation

Le facteur de pénalité de la boucle de recirculation représente la pénalité encourue par rapport à un lien de transmission à cause des pertes de boucle. Cette différence dans le facteur  $Q$  provient des éléments de la boucle qui ne se retrouvent pas dans un lien de transmission : le coupleur d'entrée, les modulateurs acousto-optiques et les pertes de connecteurs qui sont plus importantes que les pertes d'épissures dans un lien réel. Ces pertes correspondent à une transmission de quelques dizaines de kilomètres de plus à chaque recirculation. Habituellement, un amplificateur supplémentaire est nécessaire pour compenser ces pertes excédentaires et donc une augmentation du bruit généré en résulte [Bergano & Davidson 1995]. Le facteur de pénalité  $FP$  est défini par l'équation 2.12 comme étant le rapport entre l'OSNR après une recirculation avec les pertes excédentaires, et sans les pertes excédentaires.

$$FP = 1 + \frac{g' - 1}{N_{\text{amp}}(g - 1)} \quad (2.12)$$

$N_{\text{amp}}$  est le nombre d'amplificateurs,  $g$  le gain de chaque amplificateurs et  $g'$  le gain requis pour compenser les pertes de boucle [Bergano & Davidson 1995]. Cependant, si on peut augmenter *linéairement* le gain du dernier amplificateur pour obtenir  $g' \times g$  de gain, le facteur de pénalité devient

$$FP = 1 + \frac{g' - 1}{g' \cdot N_{\text{amp}}(g - 1)} \quad (2.13)$$

Le tableau 2.3 montre pour différentes longueurs de boucle de recirculation le facteur de pénalité sur le facteur  $Q$  pour une transmission de 2000 km de SMF-28 en supposant que le gain du dernier amplificateur est augmenté linéairement comme à l'équation 2.13.

Clairement une boucle de moins de 200 km limite la transmission longue distance en affectant le facteur  $Q$ , et donc le taux d'erreur, de manière significative.

TAB. 2.3 – *Facteur de pénalité sur le facteur  $Q$  de différentes boucle de recirculation pour une transmission de 2000 km de SMF-28.*

$L_{\text{boucle}}$ (km)	$g$ (dB)	$g'$ (dB)	$N_{\text{amp}}$	FP (dB)augmentation linéaire du gain
50	15,5	10	1	4,48
100	15,5	10	2	1,13
200	15,5	10	4	0,28
400	15,5	10	8	0,07

# Chapitre 3

## Résultats

Les résultats de la caractérisation des composants et de la transmission dans la boucle de recirculation selon les paramètres définis au chapitre 1 sont présentés. Un composant peut être caractérisé selon la perte d'insertion, le DGD et la dispersion chromatique entre autres. La transmission est caractérisé par l'OSNR, le facteur  $Q$  ou le taux d'erreur. Trois configurations de boucle ont été utilisées. Elles sont présentées au tableau 3.1 et illustrées à la figure 3.1.

### 3.1 Caractérisation des composants

La première étape consiste à caractériser les composants de la boucle de recirculation. La méthode utilisée est celle du délai de phase de modulation avec un montage similaire à celui de la figure 3.2. La dispersion de vitesse de groupe est obtenue en faisant balayer la longueur d'onde et en mesurant le délai sur la phase de la modulation sinusoïdale. Le DGD (voir section 1.3.4.3) est mesuré de la même façon en faisant varier cette fois la polarisation. L'atténuation en longueur d'onde et en polarisation (voir section 1.3.4.2) est mesurée directement en faisant une mesure de l'intensité après normalisation.

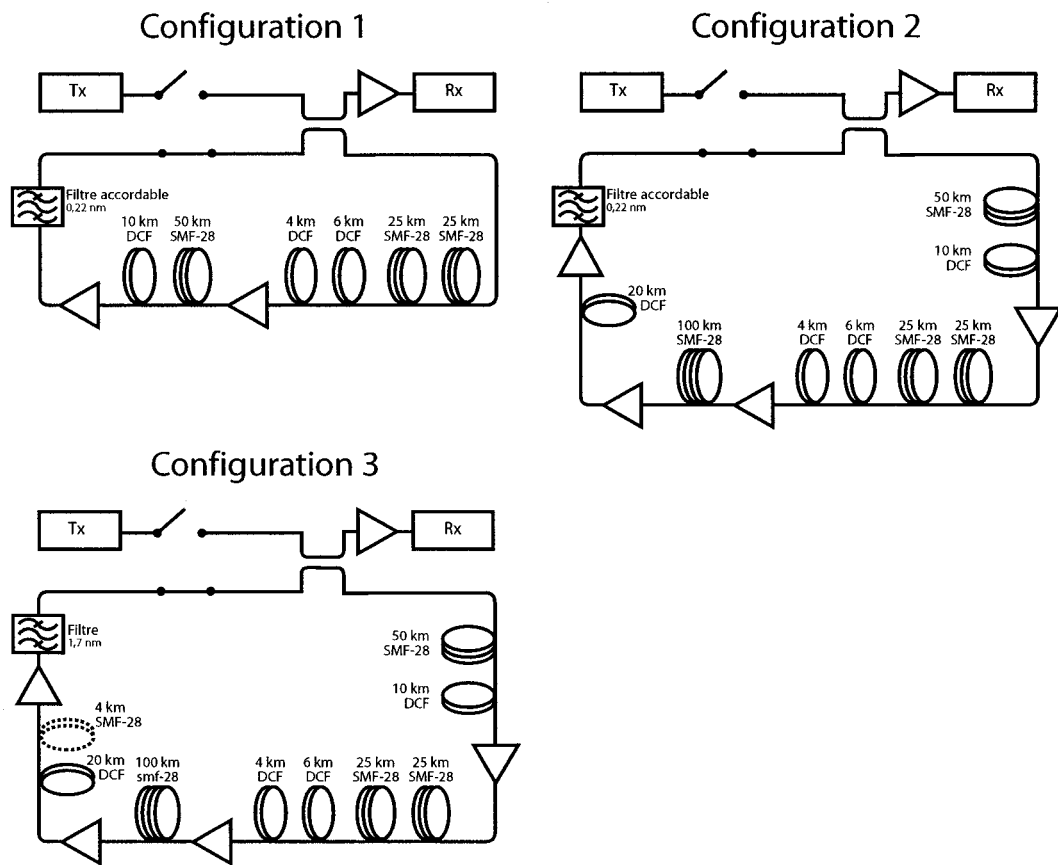


FIG. 3.1 – Les trois configurations de boucles utilisées dans les expériences.

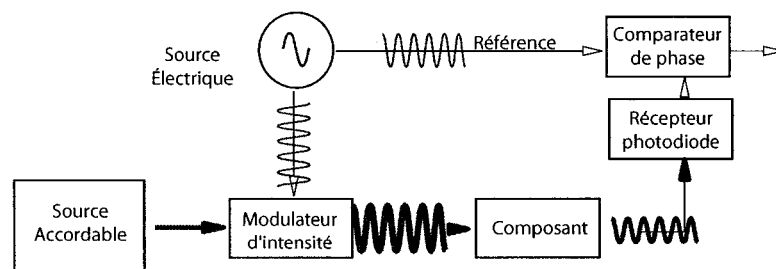


FIG. 3.2 – Montage de caractérisation des composants par la méthode du délai de phase de modulation.

[Derickson 1998]

TAB. 3.1 – Configurations de la boucle de recirculation.

Configuration	(1) Taux d'erreur	(2) Diagramme de l'œil et facteur $Q$	(3) OSNR
Longueur de boucle (km)	120	240	240 ou 244
Longueur de portée (km)	60	60	60
Filtre	JDS accordable (0,22 nm à 3 dB)	JDS (0,22 nm à 3 dB)	Santec (1,73 nm à 3 dB)
Source	DFB Agilent	DFB Agilent	DFB Agilent
Débit	10,664228 Gbps	9,953 Gbps	9,953 Gbps
Récepteur et CDR	NEL (10,664228 Gbps)	Agilent (9,953 Gbps)	Agilent (9,953 Gbps)
Puissance d'entrée	0 dBm	variable	variable
Dispersion à 1550,12 nm $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$	0	-0,3	-0,3 ou +0,8

### 3.1.1 Atténuation et gain

L'atténuation et le gain dans la boucle sont des données importantes. Un ajustement précis entre les deux paramètres est impératif pour la stabilisation des recirculations, tel qu'expliqué à la section 2.3.3. Les pertes et le gain affectent directement l'OSNR (voir section 1.5.3) et ainsi la distance de transmission utile du lien. Les pertes des composants propres à la boucle de recirculation définissent le facteur de pénalité du montage (voir section 2.4.6).

#### 3.1.1.1 Atténuation

L'atténuation en longueur d'onde est mesurée directement en faisant une mesure de l'intensité après normalisation avec le montage de la figure 3.2. Les mesures de pertes dans la fibre et les autres composants de la boucle sont présentés sur les figures 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 et 3.8. L'atténuation dans les fibres est conforme aux spécifications du manufacturier *Corning*, c'est-à-dire de l'ordre de 0,2 dB/km. Même chose pour la fibre DCF de *Lucent* qui montre une atténuation de l'ordre de



0,55 dB/km.

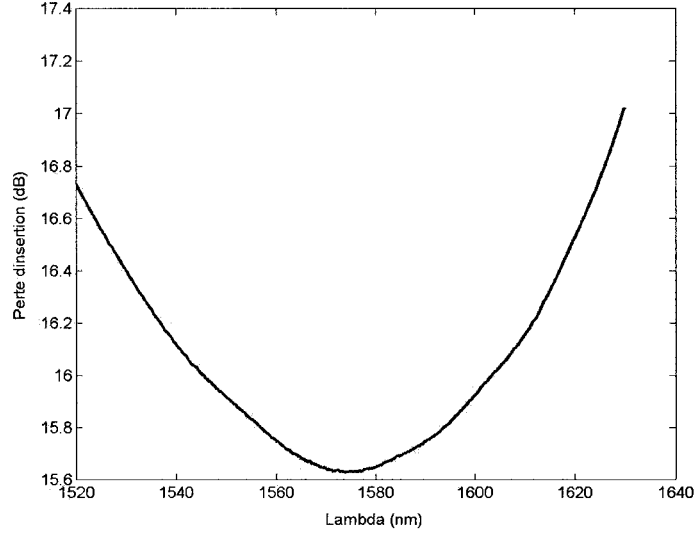


FIG. 3.3 – Atténuation dans une portée de 50 km de fibre SMF-28 et 10 km de DCF dans la boucle de recirculation.

### 3.1.1.2 PDL

La PDL est un paramètre important dans la boucle de recirculation. Tel que mentionné à la section 2.4.5.4, une grande valeur de PDL combinée à un contrôle de la polarisation améliore la performance de la boucle, c'est-à-dire la distance de propagation avec un taux d'erreur faible. Le facteur de PDL pour les 200 km de fibres SMF-28 et les 40 km de fibre DCF des configurations 2 et 3 du tableau 3.1, ainsi que pour le filtre accordable *JDS* des configurations 1 et 2 du tableau 3.1 est illustré aux figures 3.9, 3.10 et 3.11.

La variation de la PDL pendant 67 heures dans la boucle de 120 km de la configuration 1 du tableau 3.1 sans le filtre accordable, mesurée à l'aide d'un analyseur de polarisation est illustrée sur la figure 3.12. Les figure 3.9 et 3.10 montrent les valeurs de PDL dans la fibre seulement alors que la figure figure 3.12 représente le facteur de PDL dans la boucle avec tous les composants. La variation dans le temps est faible,

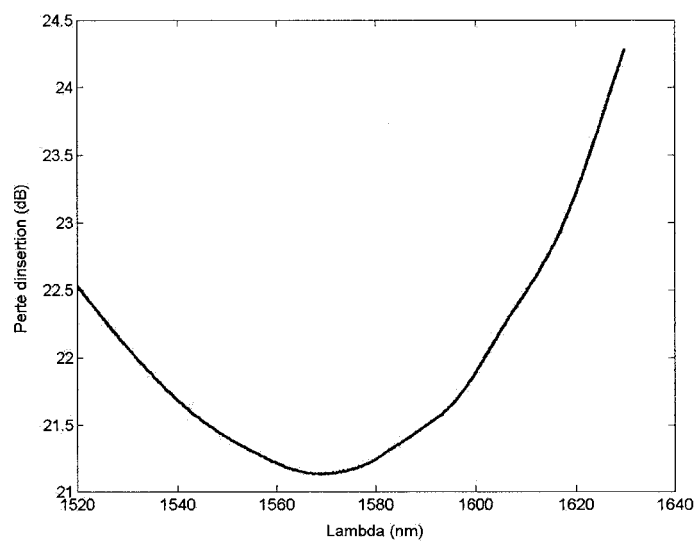


FIG. 3.4 – Atténuation dans les 40 km de fibre DCF de la boucle de recirculation.

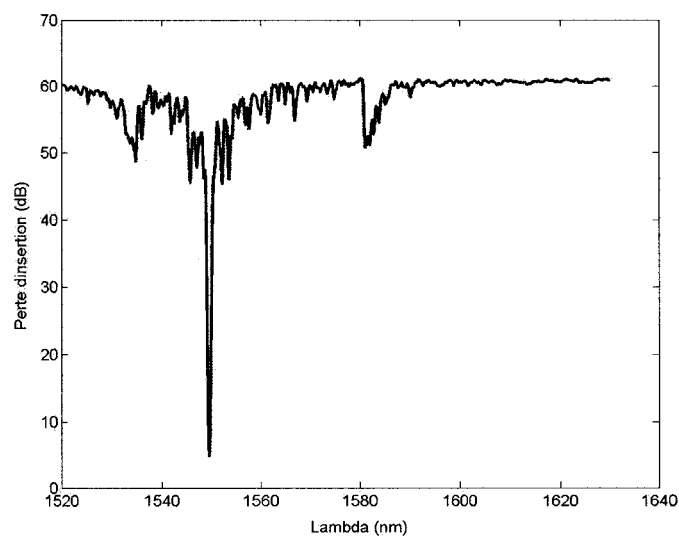


FIG. 3.5 – Atténuation dans le filtre accordable JDS.

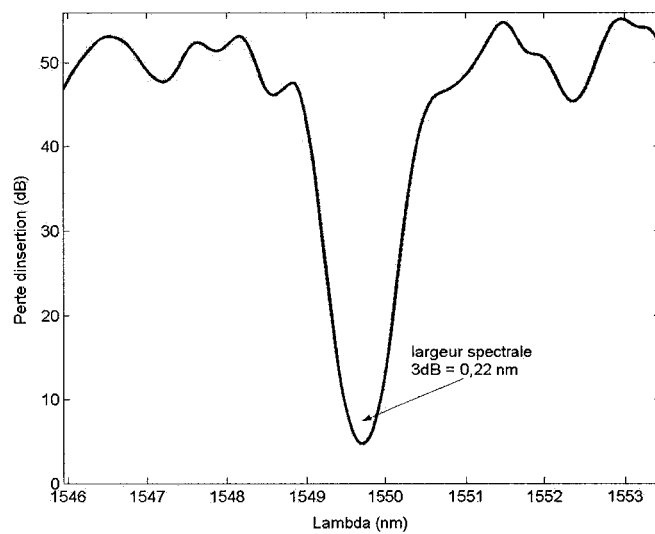


FIG. 3.6 – *Pic d'atténuation du filtre accordable JDS.*

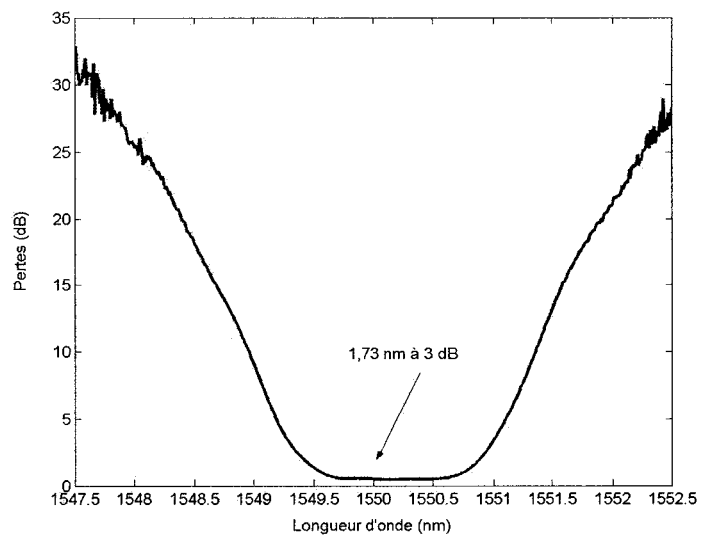


FIG. 3.7 – *Atténuation dans le filtre couche mince Santec.*

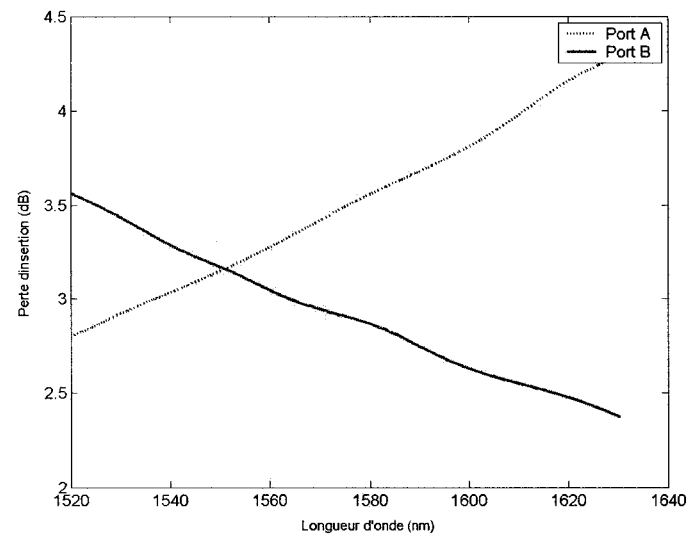


FIG. 3.8 – Atténuation dans le coupleur d'entrée 3 dB.

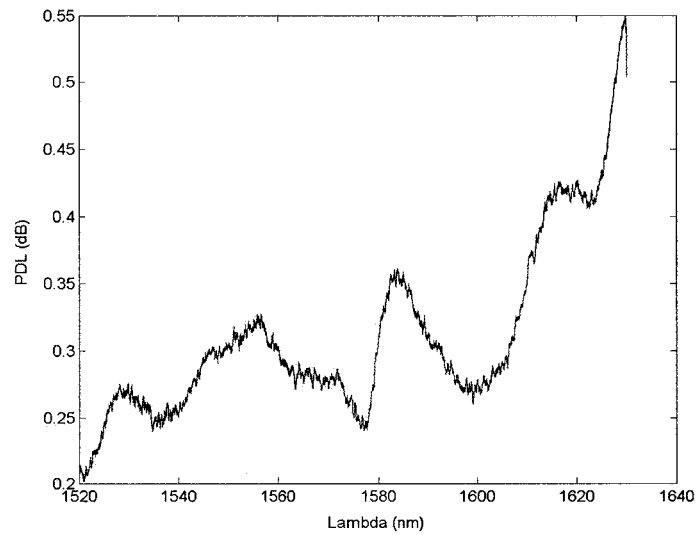


FIG. 3.9 – Mesure de PDL dans les 200 km de fibre SMF-28 de la boucle de recirculation.

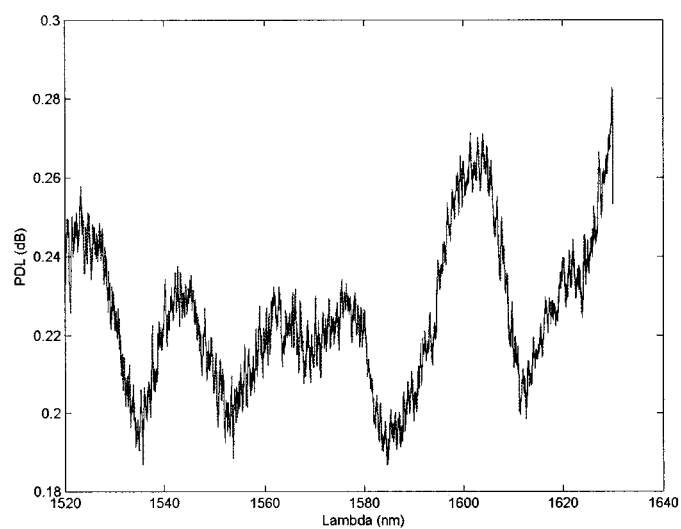


FIG. 3.10 – *Mesure de PDL dans les 40 km de fibre DCF de la boucle de recirculation.*

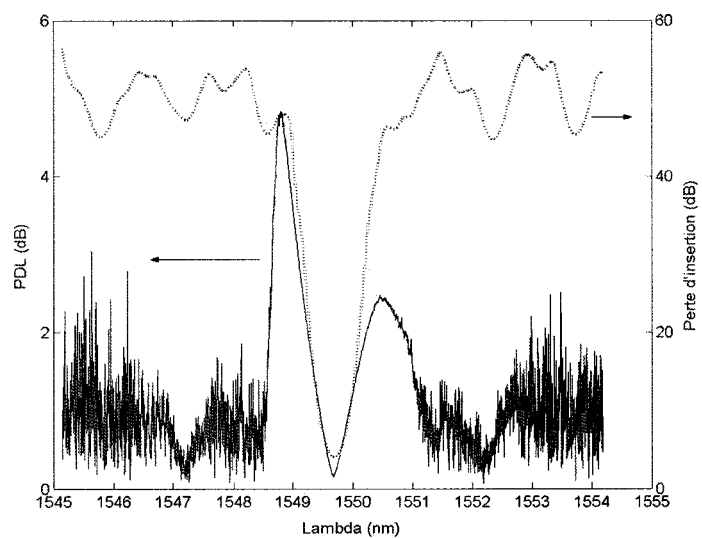


FIG. 3.11 – *Mesure de PDL dans le filtre accordable JDS.*

soit environ  $\pm 0,04$  dB.

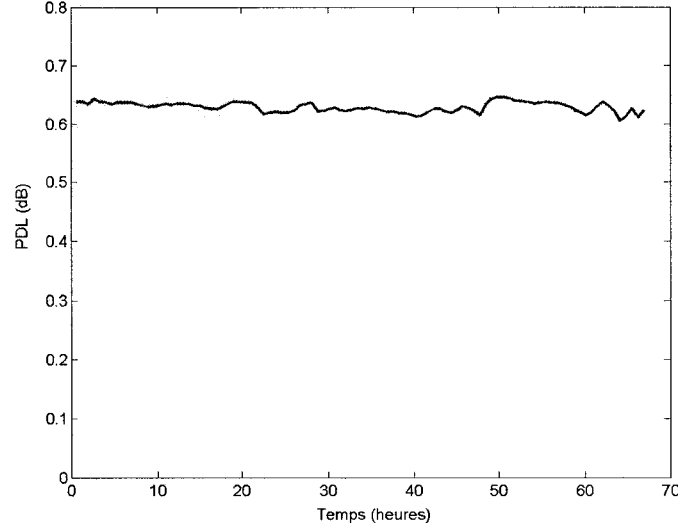


FIG. 3.12 – Mesure de PDL pendant 67 heures dans la configuration de boucle (1) de 120 km sans le filtre accordable.

## 3.1.2 Dispersion

### 3.1.2.1 GVD

La méthode utilisée pour mesurer la dispersion, illustrée à la figure 3.2, consiste à moduler l'intensité de la lumière de manière sinusoïdale et à ensuite calculer le délai temporel de phase  $\Delta\tau$  de ce sinus en fonction de longueur d'onde. Le facteur de dispersion  $D$  (voir section 1.3.2) est ensuite calculé par la relation 3.1.

$$D = \frac{\delta(\Delta\tau)}{\delta\lambda} \quad (3.1)$$

où  $D$  s'exprime en  $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ . La figure 3.13 illustre le facteur dispersion  $D$  en fonction de la longueur d'onde pour les 200 km de fibre SMF-28 et 40 km de DCF des configurations 2 et 3 (voir tableau 3.1 et figure 3.1). La figure 3.14 présente le facteur

dispersion  $D$  pour les 100 km de fibre SMF-28 et 20 km de DCF de la configuration 1.

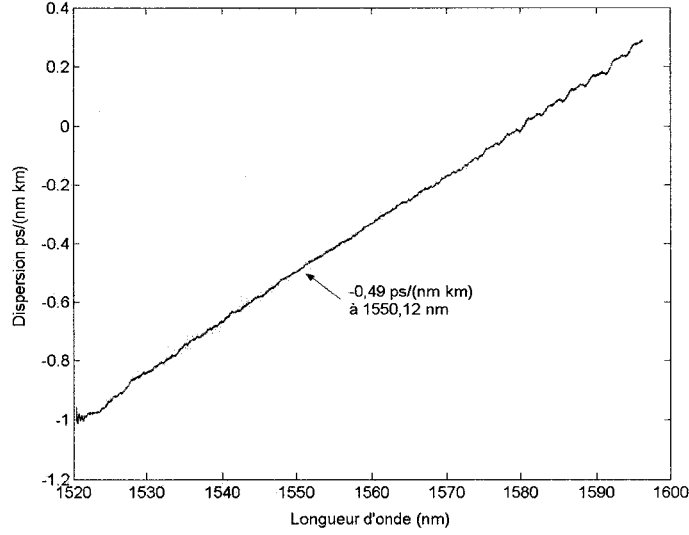


FIG. 3.13 – *Facteur de dispersion en fonction de la longueur d'onde de la fibre dans la boucle de 240 km des configurations (2) et (3).*

La dispersion résiduelle est faible mais légèrement sur-compensée par la DCF dans la configuration 2, comme le montre la figure 3.13. Une dispersion légèrement sous-compensée serait optimale. Une dispersion résiduelle nulle ou négative n'est pas optimisée puisqu'elle ne peut être compensée par l'effet non-linéaire d'auto-modulation de phase expliqué à la section 1.3.5.

### 3.1.2.2 Pente de dispersion relative

La pente de dispersion relative (RDS pour « Relative Dispersion Slope ») tel que définie à la section 1.3.3.1 est le rapport du paramètre de pente de dispersion  $S = dD/d\lambda$  (voir équation 1.6) et du paramètre de dispersion  $D = dV_g/d\lambda$  (voir équation 1.5) pour une fibre donnée. Les rapports de RDS, appelé pourcentage de compensation de la pente de dispersion, pour les configurations de boucle (1) et (2) sont présentés.

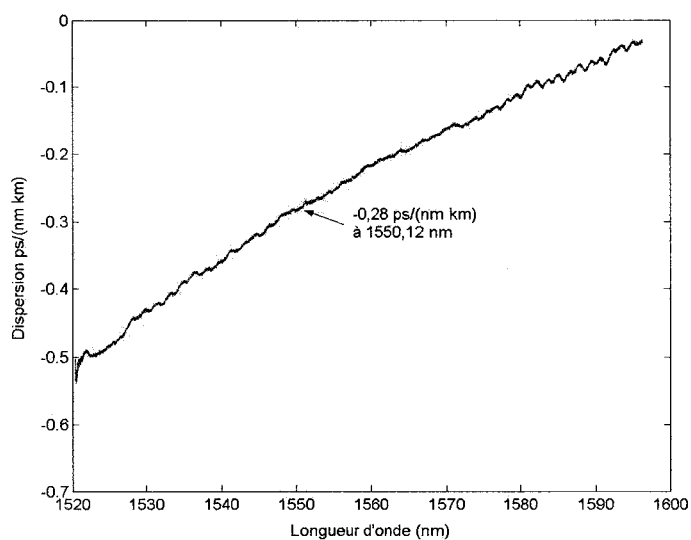


FIG. 3.14 – *Facteur de dispersion en fonction de la longueur d'onde de la fibre dans la boucle de 120 km de la configuration (1).*

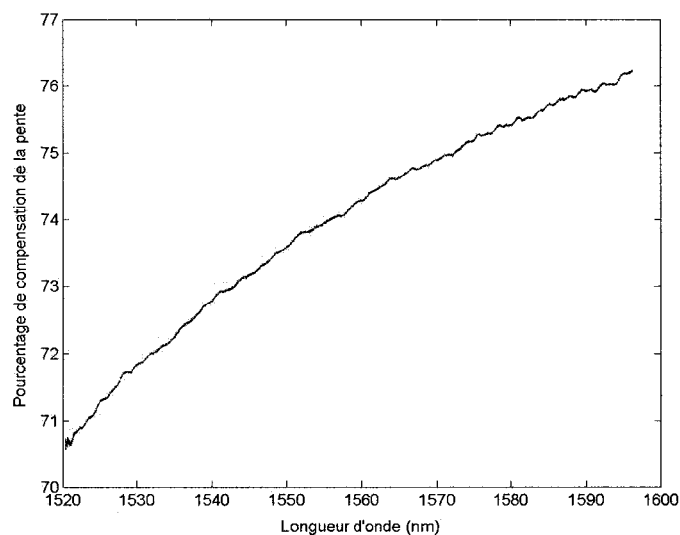


FIG. 3.15 – *Pourcentage de compensation de la pente de dispersion dans la configuration (1) de 120 km avec les 3 DCM.*



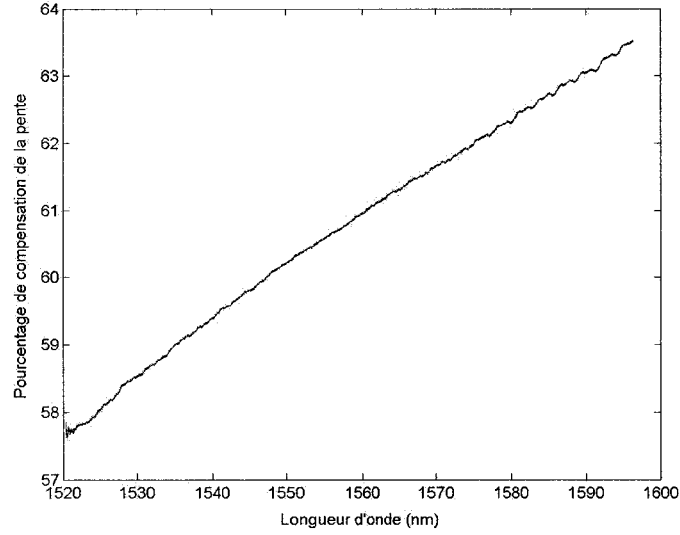


FIG. 3.16 – *Pourcentage de compensation de la pente de dispersion dans la configuration (2) de 240 km.*

Le pourcentage de compensation de la pente de dispersion se situe entre 71% et 76% tel qu'illustré à la figure 3.15 pour la configuration (1) alors qu'il se situe entre 58% et 63% tel qu'illustré sur la figure 3.16 pour la configuration (2). Il semble que le module de compensation de dispersion (DCM) de 20 km ajouté à la configuration de 120 km avec 100 km de SMF-28 pour obtenir la configuration de 240 km, ne compense pas aussi bien la pente que les trois autres DCM (4 km, 6 km et 10 km) combinés. Ceci est illustré sur la figure 3.17 qui est une configuration de 120 km utilisant le DCM de 20 km. Le pourcentage de compensation se situe entre 45% et 51%.

### 3.1.3 Évolution de la polarisation

La boucle de recirculation peut être représentée par une matrice de transfert  $M$  sur le vecteur de Jones de polarisation comme il a été vu à la section 1.3.4.1. Pour une matrice de transfert  $T$  à un instant donné, une différence de phase  $2m\pi$ ,  $m$  étant un entier, pour laquelle, quelle que soit la polarisation d'entrée, celle-ci se répétera après  $N$  circulations (voir section 2.4.5.1). La matrice de transfert est indépendante du

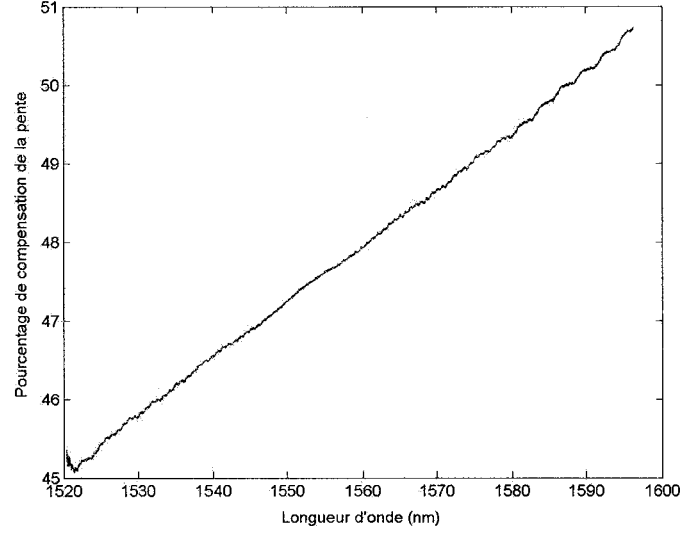


FIG. 3.17 – *Pourcentage de compensation de la pente de dispersion dans la configuration (1) de 120 km avec 1 DCM.*

temps sur quelques secondes. Les mesures de valeurs propres de la boucle de recirculation de 120 km (configuration 1 du tableau 3.1) pendant 67 heures pour les longueurs d'onde de 1480 nm à 1575 nm à l'aide de l'analyseur de polarisation ont généré près de 40 000 matrices de transfert différentes. L'analyse de ces matrices, c'est-à-dire la recherche de valeurs de  $m$  et  $N$  remplissant la condition pour que la polarisation se répète pour des valeurs de  $N$  observables (moins de 10), qui confirmerait la source des oscillations parfois observées dans l'ajustement de puissance de boucle de recirculation, a été effectuée. Les résultats de cet analyse mathématique sont présentés à la figure 3.18. Le critère utilisé pour juger si une polarisation se répète en utilisant l'équation 2.11 est donné à l'équation 3.2.

$$\frac{\Delta\phi}{2\pi} - \frac{m}{N} \leq 10^{-4} \quad (3.2)$$

où  $\Delta\phi$  est la différence de phase entre les principaux états de polarisation (« PSP ») à la sortie de la boucle,  $m$  est un entier et  $N$  est le nombre de recirculations. Théorique-

ment le paramètre utilisé dans l'équation 3.2 devrait être 0. Le critère utilisé de  $10^{-4}$  est arbitraire mais en utilisant  $5 \cdot 10^{-7}$ , aucune valeur de  $N$  entre 1 et 10 n'est trouvée. Théoriquement, toute matrice de transfert répètera la polarisation pour un  $N$  suffisamment grand mais ne sera pas observable dans notre boucle de recirculation si  $N > 10$ . En utilisant  $5 \cdot 10^{-7}$  comme paramètre à l'équation 3.2, la moitié des matrices mesurées répètent la polarisation à l'intérieur de 100 recirculations.

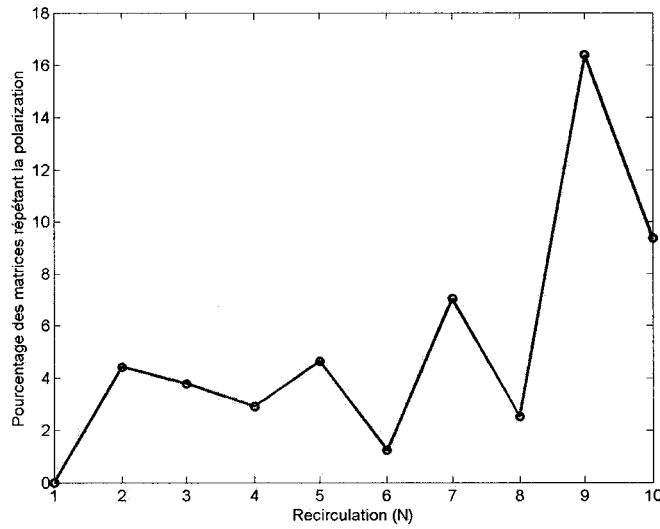


FIG. 3.18 – *Pourcentage des matrices de transfert observées pendant 67 heures dans la configuration (1) de la boucle de recirculation, pour lesquelles la polarisation se répétera après  $N$  recirculations.*

Les matrices de transfert contiennent l'information de PDL [Heffner 1992] de la boucle de recirculation. La vérification numérique de l'effet de PDL dans une boucle où la polarisation se répète après un nombre observable de recirculations est illustrée à la figure 3.19. Cette figure a été obtenue en multipliant une polarisation linéaire par une matrice de transfert qui répète la polarisation toutes les 9 recirculations mesurée dans le laboratoire, et en prenant la norme du vecteur après chaque recirculation. La dérivée de la norme du vecteur de polarisation en fonction du nombre de recirculations est illustrée sur la figure 3.19. La période d'oscillation est 9 recirculations ce qui

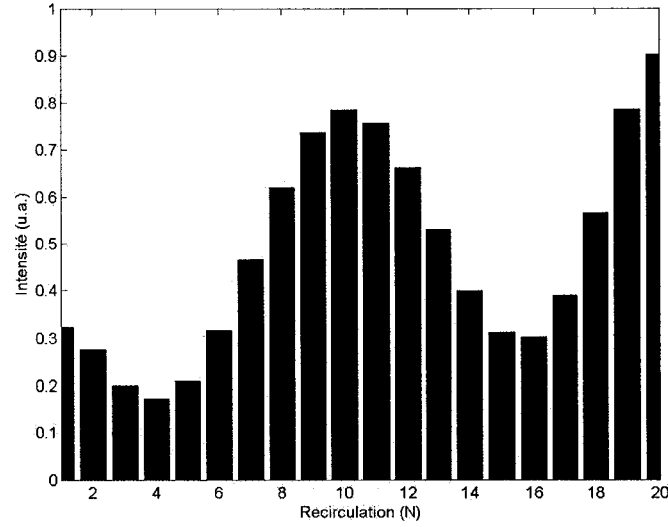


FIG. 3.19 – *Gradient de la norme d'un vecteur de polarisation multiplié par une matrice de transfert pour laquelle la polarisation se répète toutes les 9 recirculations en fonction du nombre de recirculation  $N$ .*

indique que c'est la répétition de polarisation qui cause cet effet. Le centre d'oscillation augmente avec le nombre de recirculations ce qui est causé par un mauvais ajustement de puissance lors de la prise de mesure qui engendre un gain net à chaque recirculation.

Il est important de noter ce que la répétition de polarisation implique pour une boucle de recirculation. En présence de PDL, l'OSNR oscille en fonction du nombre de recirculations. La statistique de la PMD, de l'OSNR et conséquemment du taux d'erreur, est différente d'un lien de transmission installé.

Les figures 3.20, et 3.21 d'ajustement de puissance obtenues avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage (voir section 2.3.3) illustrent la répétition de la polarisation en présence de PDL dans la boucle de 120 km de la configuration (1) observée à deux moments différents. On observe une oscillation de la puissance des « 1 » qui représente le changement de polarisation sur les axes principaux de PDL occasionnant des pertes plus ou moins grandes.

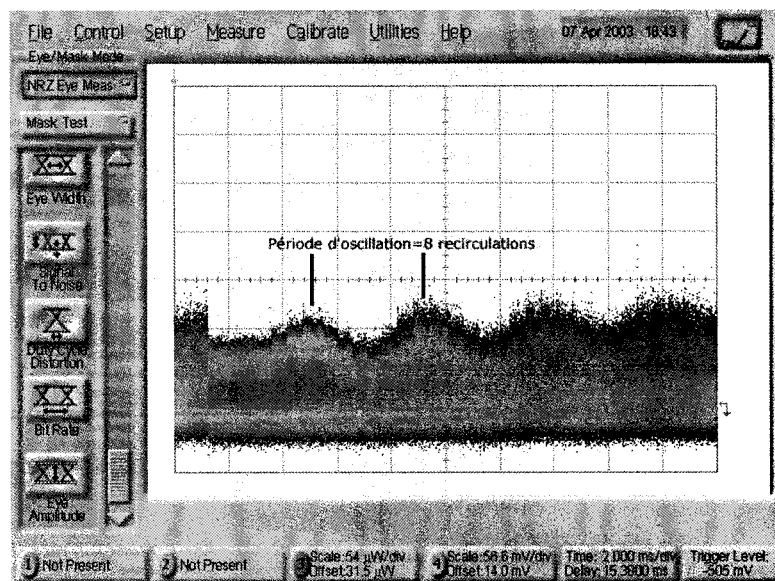


FIG. 3.20 – Premier exemple d'oscillations de puissance des « 1 » d'une recirculation à l'autre visualisées avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage dans la configuration (1).

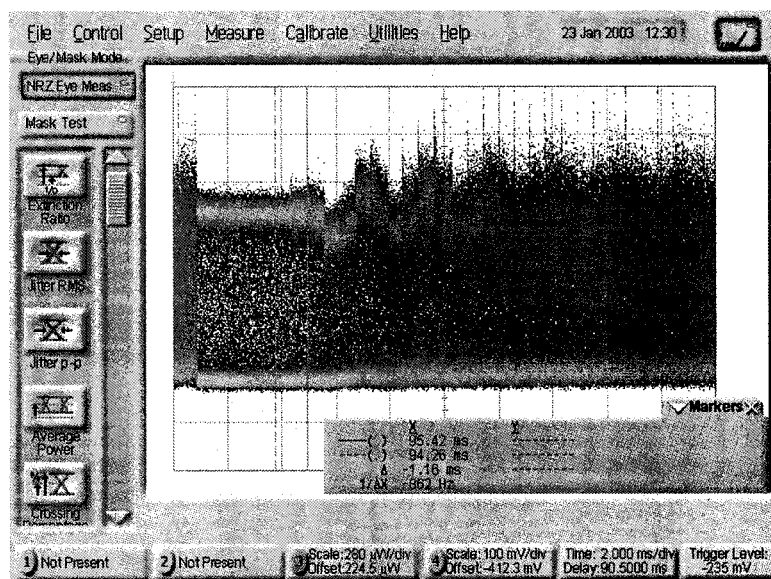


FIG. 3.21 – Deuxième exemple d'oscillations de puissance des « 1 » d'une recirculation à l'autre visualisées avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage dans la configuration (1).

## 3.2 Ajustement et contrôle de la boucle

L'importance de la synchronisation et de l'ajustement de la puissance dans l'expérience de boucle de recirculation ainsi que la procédure pour ces ajustements sont expliqués aux sections 2.3.2 et 2.3.3. Des exemples de ces ajustements sont présentés dans cette section.

### 3.2.1 Ajustement de la puissance

La première étape d'ajustement de la puissance consiste à s'assurer que le gain de chaque portée est unité. La boucle est en mode transmission (voir figure 2.2), l'AOM après le transmetteur est fermé pour laisser passer le signal alors que celui à l'intérieur de la boucle est ouvert et produit une atténuation d'environ 50 dB. Les deux méthodes d'ajustement de la puissance, soit la méthode de « span zero » de l'OSA et la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage, présentées à la section 2.3.3, ont été utilisées et comparées.

La première étape consiste à ajuster la puissance du laser et de l'amplificateur d'entrée de la boucle pour obtenir la valeur désirée. Par la suite, la puissance de chaque amplificateur de la boucle est ajustée pour obtenir un gain unité (0 dB) en mesurant la puissance après chaque portée. Finalement, la deuxième étape fait appel à l'une des deux méthodes.

#### 3.2.1.1 Méthode d'ajustement de la puissance par l'OSA

La puissance du dernier amplificateur est ajustée en utilisant la méthode graphique de l'analyseur de spectre optique, tel qu'expliqué à la section 2.3.3. Un exemple d'un bon ajustement de moins de 1 dB est présenté à la figure 3.22. Un mauvais ajustement de puissance donne le graphique de la figure 3.23. Cette dernière permet d'observer clairement les pics représentant la puissance de remplissage, et entre ceux-ci, la puissance des recirculations.

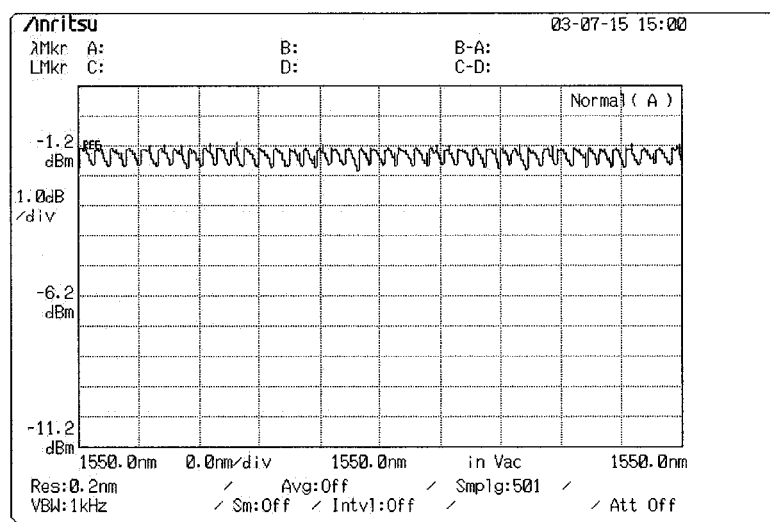


FIG. 3.22 – Ajustement de gain unité avec la méthode de l'OSA.

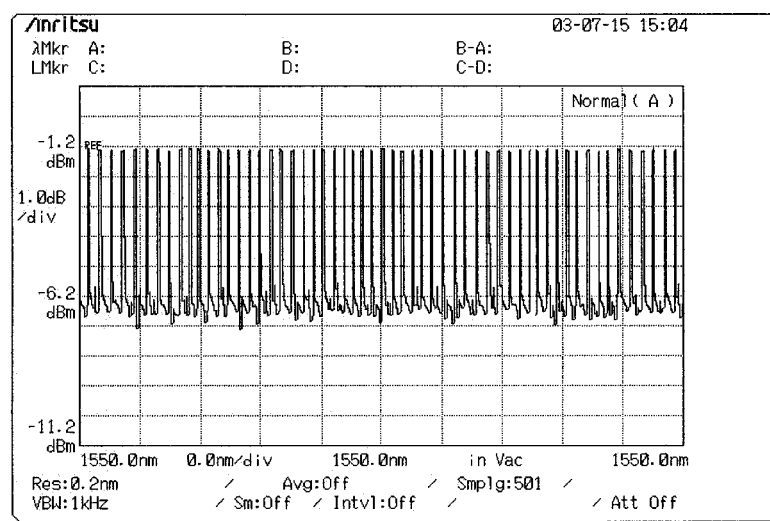


FIG. 3.23 – Mauvais ajustement de gain avec la méthode de l'OSA.

### 3.2.1.2 Méthode de l'oscilloscope à échantillonnage

La puissance du dernier amplificateur est ajustée en utilisant la méthode graphique de l'oscilloscope à échantillonnage. Les figures 3.24 et 3.25 obtenues montrent deux bi-stabilités représentant les puissances des « 0 » et des « 1 ». Dans la période de remplissage, certains points représentant les transitions entre « 0 » et « 1 » apparaissent sur la figure. Pendant les recirculations, la méthode permet de voir qualitativement l'apparition et l'évolution du bruit.

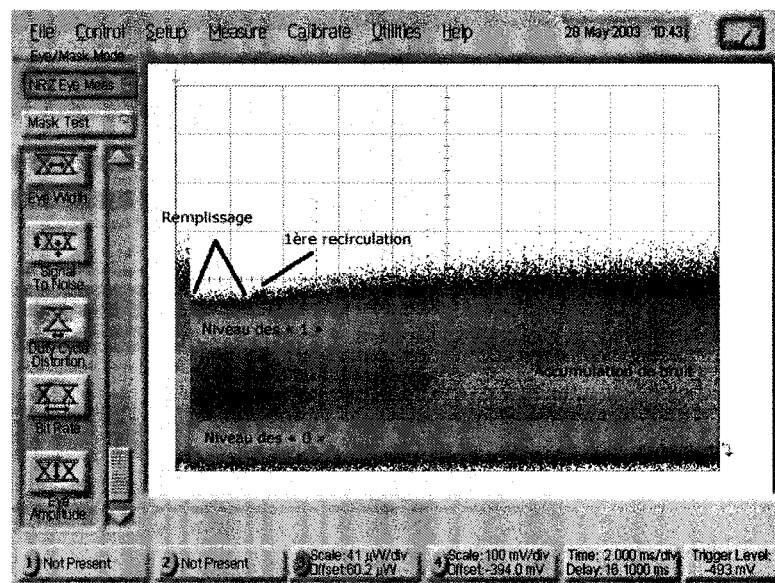


FIG. 3.24 – Ajustement de gain unité avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage.

En augmentant la puissance d'entrée dans la boucle, les effets non-linéaires peuvent être observés sur le diagramme d'ajustement de puissance, comme sur la figure 3.26. D'autres stabilités de puissance apparaissent après quelques recirculations, ce qui démontre la déformation des « 1 » et des « 0 » isolés dans la séquence PRBS, par l'effet d'auto-modulation de phase.

La grande bande passante de l'oscilloscope à échantillonnage permet de visualiser les effets transitoires entre chaque recirculation. Le temps d'action (voir figure 3.27) semble indiquer que ces effets proviennent de l'amplification à l'erbium.



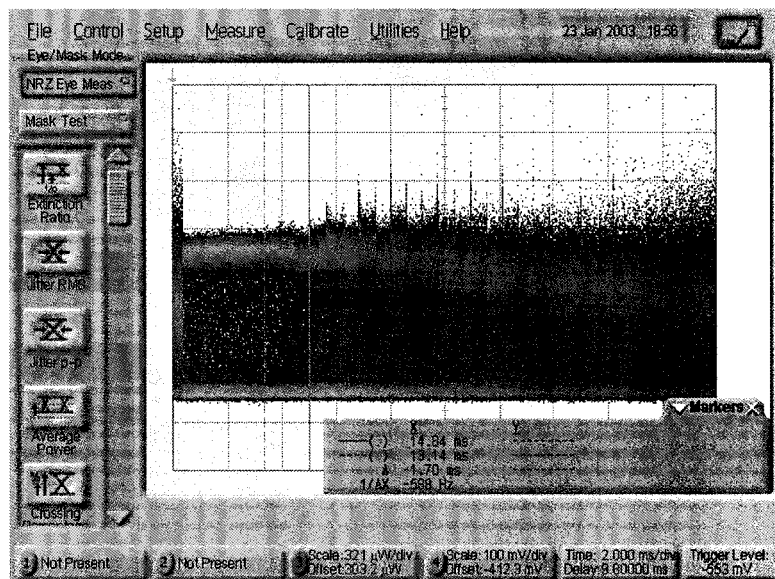


FIG. 3.25 – Ajustement de gain unité avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage.

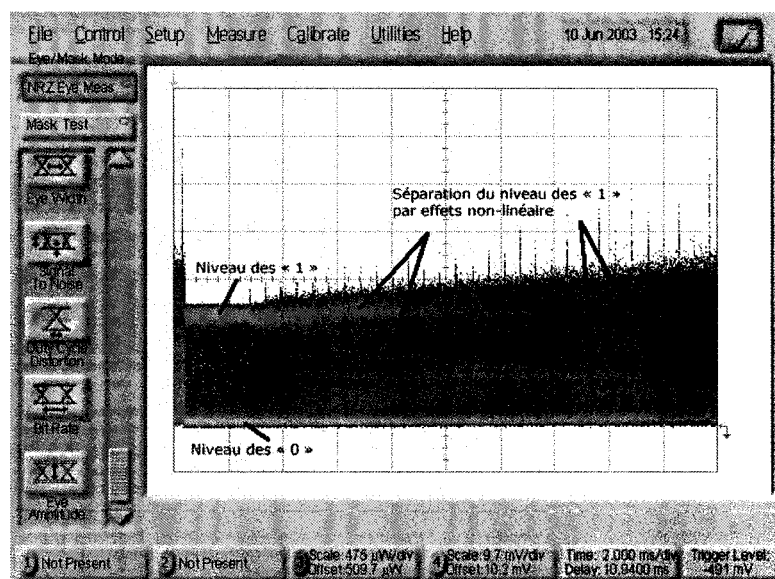


FIG. 3.26 – Visualisation des effets non-linéaires dans l'ajustement de gain unitaire avec la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage.

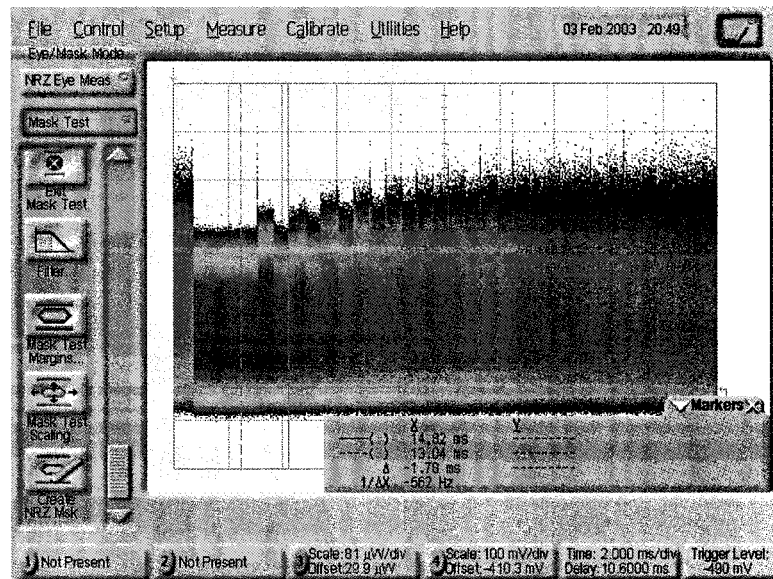


FIG. 3.27 – Visualisation d'effets inter-circulations par la méthode de l'oscilloscope à échantillonnage.

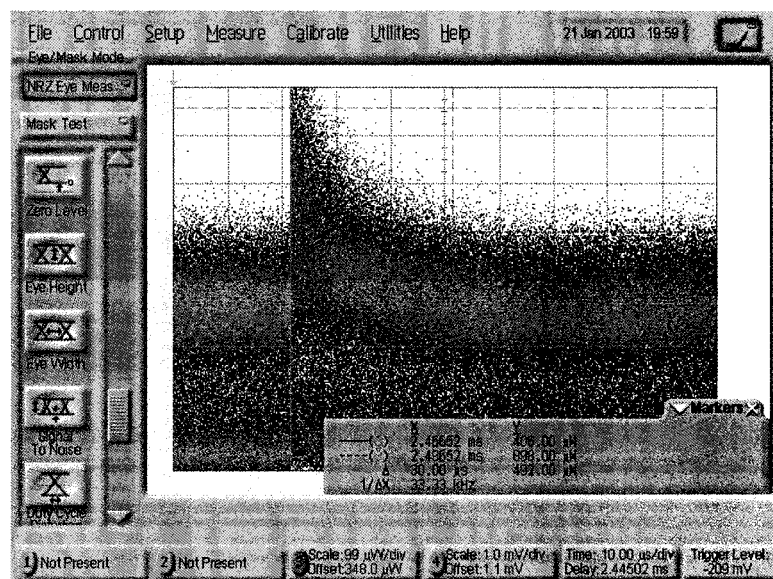


FIG. 3.28 – Gros plan sur un effet transitoire inter-recirculation dans la boucle de 120 km de la configuration (1).

### 3.2.2 Synchronisation

La première donnée essentielle pour bien réussir la synchronisation de l'expérience est le temps de propagation pour une circulation dans la boucle, appelé le temps de boucle. Tel que mentionné à la section 2.3.2, l'utilisation d'un OTDR («Optical Time Domain Spectrometer») est tout indiquée puisque cet appareil fait une mesure directe du temps de propagation d'impulsions. Les résultats obtenus avec l'OTDR sont présentés au tableau 3.2.

TAB. 3.2 – *Mesure de temps de propagation par OTDR.*

Fibre	$t(\mu s)$
Rouleau A 25 km	123,777
Rouleau B 25 km	123,703
Rouleau 50 km	247,455
Rouleau 100 km	498,55
DCF 4 km	18,00
DCF 6 km	27,08
DCF 10 km	45,30
DCF 20 km	90,72
$T_{\text{boucle120 km}}$	584,315
$T_{\text{boucle240 km}}$	1 173,585

Au débit de 10,664228 Gbps de la configuration 1 du tableau 3.1, un total de 6,23 Mbits peuvent être insérés dans les 120 km alors que 12,5 Mbits peuvent être insérées dans la configuration de 240 km. Le temps d'ouverture et de fermeture des modulateurs acousto-optiques est de l'ordre des centaines de nanosecondes, et donc quelques milliers de bits sont transmis pendant l'ouverture et la fermeture de ceux-ci. Plusieurs de ces bits sont interprétés comme des erreurs au détecteur, certains « 1 » étant en deçà du seuil de décision par exemple. La re-synchronisation par le mode rafale (voir section 2.3.2) est donc nécessaire. En supposant que la moitié de ces bits sont erronés (la probabilité d'avoir un « 1 » ou un « 0 » dans la séquence PRBS étant de 50 %), le BER de la première recirculation est de  $1,3 \times 10^{-4}$  pour la

boucle de 120 km et de  $7 \times 10^{-5}$  pour la boucle de 240 km. La longueur spatiale d'un bit est de 1,9 cm et ainsi une différence entre les deux branches d'entrée du coupleur de boucle de seulement quelques mètres ajoute soit des bits superposés ou un espace sans bit dans la boucle. Ce taux d'erreur sans la re-synchronisation par le mode rafale a été observé dans la boucle.

### 3.3 Analyse de la transmission

Après avoir caractérisé les composants dans la section 3.1 et le fonctionnement dans la section 3.2, la transmission dans la boucle de recirculation est analysée en utilisant les paramètres définis à la section 1.5, soit le taux d'erreur, le diagramme de l'œil, le facteur  $Q$  et l'OSNR.

#### 3.3.1 Taux d'erreur

La configuration 1 du tableau 3.1 est utilisée pour l'analyse du taux d'erreur est illustrée sur la figure 3.1. Il s'agit d'une boucle de 100 km de fibre SMF-28 de *Corning* en quatre rouleaux de 25 km, et trois modules de DCF, soit un module de 10 km de DCF pour compenser 50 km de SMF-28 (ou 850 ps/nm de dispersion accumulée), et un module 6 km combiné à un module de 4 km pour compenser un autre 50 km de SMF-28. La description de ces types de fibre est donnée à la section 1.3. La boucle est donc divisée en deux portées de 60 km, amplifiées chacune par un EDFA de *BTI Photonics*. Le filtre spectral accordable de *JDS Uniphase* est utilisé. La source est un laser DFB à 1550,12 nm de *Agilent Technologies* et le modulateur est un Mach-Zehnder de *Corning* à 10 Gbps avec un  $V_\pi$  de 6 V, entraîné par un amplificateur électrique de *PicoSecond Pulse Labs* de 8 V avec une séquence PRBS de  $2^{31} - 1$  à 10,668224 Gbps. Le récepteur est un *Nel* à 10,7 Gbps comprenant un pré-amplificateur, post-amplificateur ainsi qu'un amplificateur-limitant dont la sortie est couplée au courant alternatif pour donner une tension moyenne de 0 V. La quantification et recouvrement d'horloge (voir

section 1.4.3) se fait avec un CDR de  $Nel$  à 10,664228 Gbps.

L'effet du filtre spectral sur le taux d'erreur dans la transmission se constate aisément en observant la figure 3.29. Les trois courbes illustrent la mesure de taux d'erreur obtenue sans le filtre, avec le filtre devant le récepteur, et finalement avec le filtre dans la boucle avant l'AOM de recirculation. La puissance d'entrée dans la première portée est de 0 dBm dans les trois cas.

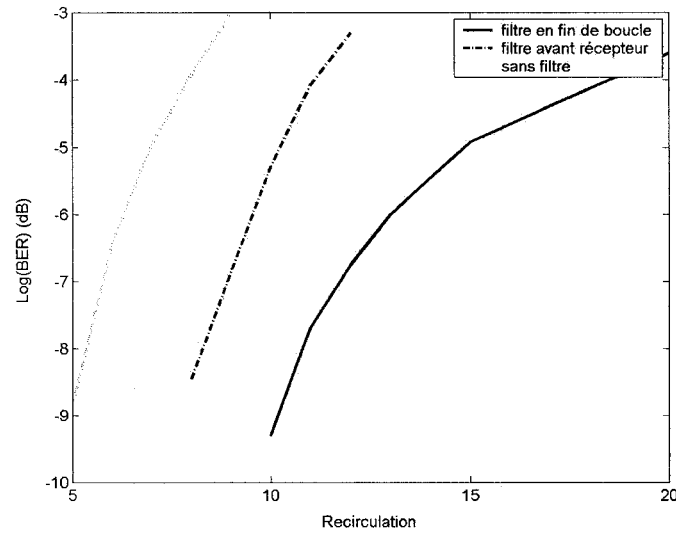


FIG. 3.29 – Mesure du taux d'erreur dans la configuration (1) de la boucle de recirculation pour une puissance d'entrée de 0 dBm en fonction du nombre de recirculations.

Une raison pour expliquer la limite de distance de transmission est la largeur spectrale du filtre accordable  $JDS$ . Celle-ci est de 0,22 nm à 3 dB et 0,12 nm à 0,5 dB, tel qu'illustré à la figure 3.5, ce qui a pour effet d'atténuer partiellement le signal à 10 Gbps.

La longueur d'onde affichée par filtre accordable  $JDS$ , qui minimise le taux d'erreur à la réception, se décale en fonction du nombre de recirculations, comme en témoigne la figure 3.30.

Une première hypothèse pour expliquer le phénomène est le décalage en longueur d'onde par le modulateur acousto-optique à chaque recirculation comme décrit à la

section 2.2.2. Ce décalage peut être calculé, soit 0,65 pm pour la fréquence acoustique de 80 MHz utilisé par l'AOM dans la boucle ce qui est faible. Il est également dans la direction contraire au décalage observé sur le filtre accordable.

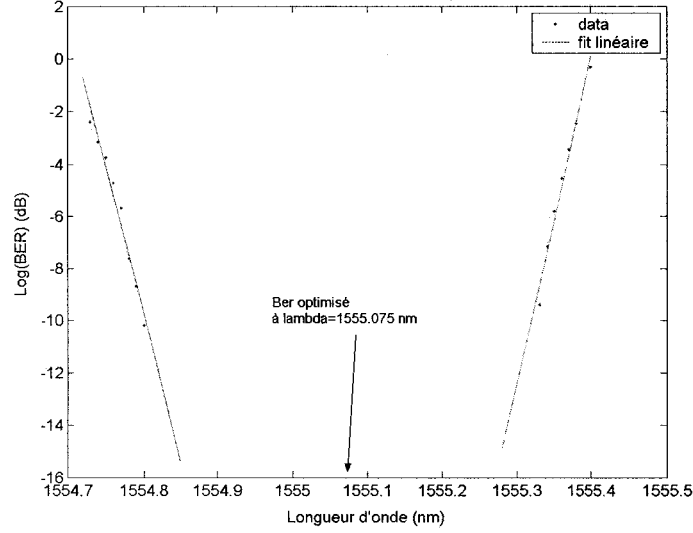


FIG. 3.30 – Mesure du taux d'erreur après une recirculation dans la configuration (1) de la boucle de recirculation en faisant varier la longueur d'onde du filtre accordable JDS.

La dispersion chromatique observée sur les pentes du filtre *JDS* qui ajoute une dispersion résiduelle dans le lien, tel qu'illustré à la figure 3.31, est l'hypothèse la plus probable pour expliquer le phénomène d'optimisation par le décalage de la longueur d'onde du filtre. Une circulation supplémentaire engendre plus d'effets non-linéaires dus à l'augmentation de la distance d'interaction, tel que décrit à la section 1.3.5. L'augmentation de la dispersion résiduelle par le décalage en longueur sur le filtre accordable compense en partie l'auto-modulation de phase.

Pour aider à la compréhension de la figure 3.31, il est intéressant de noter qu'une quantité de dispersion de 17 ps/nm équivaut à ajouter 1 km de fibre SMF-28 dans la boucle. Pour la boucle de 120 km (100 km de fibre standard) ceci se traduit par l'ajout d'un facteur de dispersion de  $0,17 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ . L'ordre de grandeur du

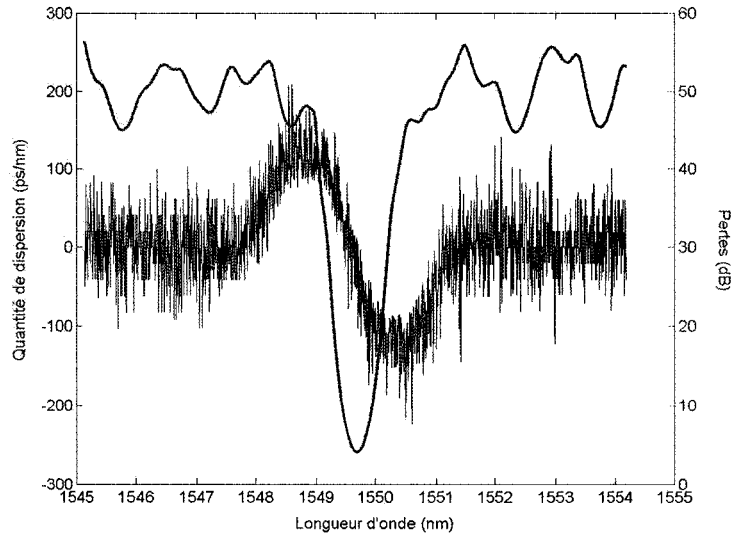


FIG. 3.31 – *Quantité de dispersion (ps/nm) et perte d'insertion (dB) en fonction de la longueur d'onde pour le filtre accordable JDS.*

facteur de dispersion résiduelle optimum en présence d'auto-modulation de phase est 0,2 à 0,7  $\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ .

### 3.3.2 Diagramme de l'œil

En utilisant la configuration 2 du tableau 3.1, les figures de 3.32 illustrent l'évolution du diagramme de l'œil avec la distance de transmission avec une puissance d'entrée de 0 dBm. La boucle mesure 240 km et les diagrammes représentent les recirculations  $N$  de 0 à 7, soit de 0 à 1680 km. La première image montre le diagramme à la sortie du modulateur, celui-ci est clair et bien ouvert. Ensuite, l'apparition du bruit d'ASE, expliqué à la section 1.5.3, est visible. La déformation des bits « 1 » est causée par la dispersion chromatique et l'auto-modulation de phase. La boucle étant légèrement sur-compensée en dispersion chromatique (voir figure 3.13), les deux effets sont couplés et s'additionnent.

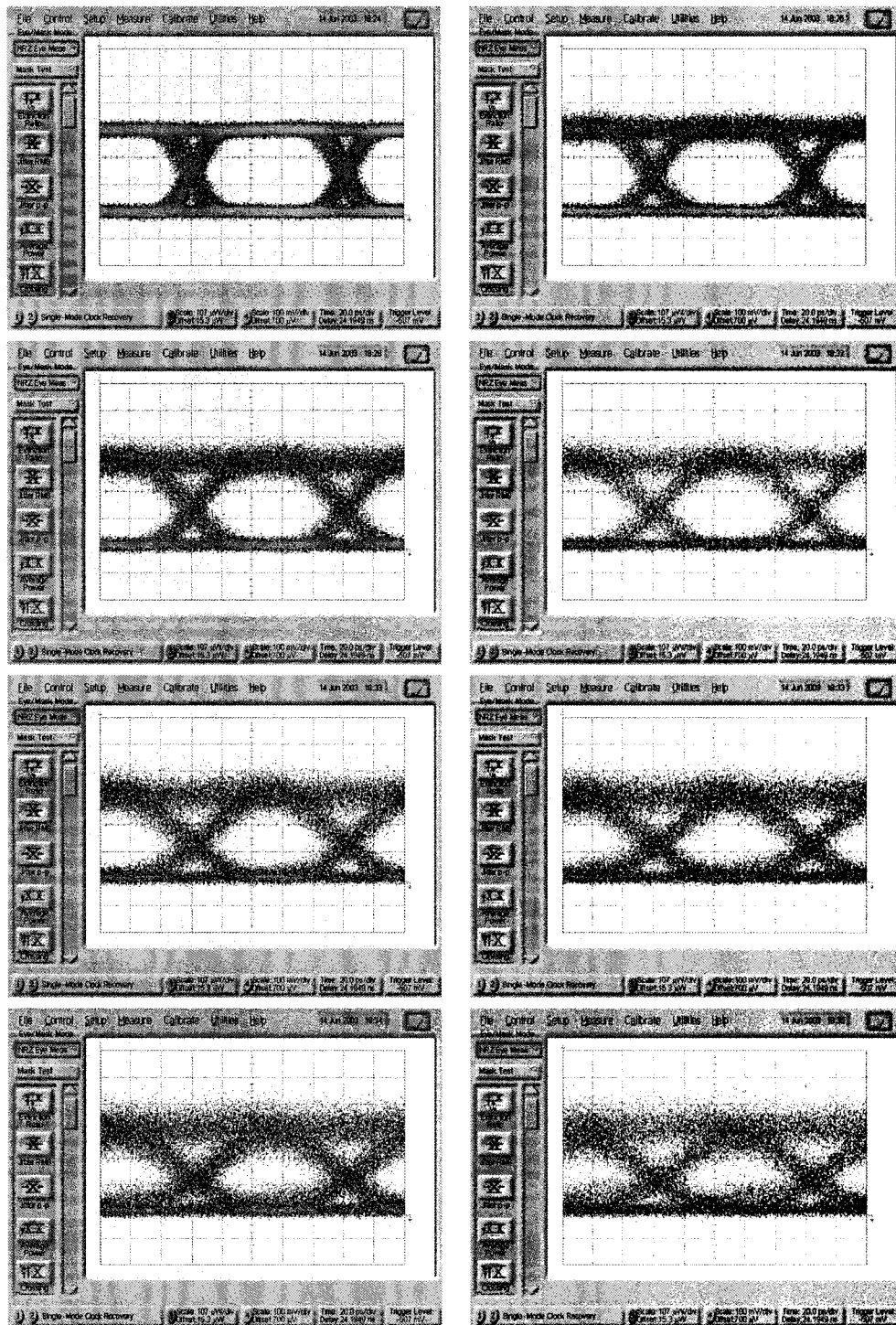


FIG. 3.32 – Évolution du diagramme de l'œil par rapport à la distance de transmission avec une puissance d'entrée de 0 dBm dans la boucle de 240 km pour les recirculations  $N$  de 0 à 7.



### 3.3.3 Facteur $Q$

Une vraie mesure du facteur  $Q$ , décrite à la section 1.5.6, n'a pas été effectuée dans la boucle de recirculation. Une approximation a été effectuée à l'aide de l'oscilloscope à échantillonnage avec les diagrammes de l'œil de la section 3.3.2. La mesure est une estimation due au jitter électronique de l'oscilloscope ainsi que la bande passante de 30 GHz du récepteur qui accepte du bruit de haute fréquence normalement rejeté dans un récepteur à 10 Gbps. L'oscilloscope ne distingue pas les parties déterministes et non-déterministes du signal ce qui amène une calcul erronée. Le facteur  $Q$  obtenu est différent de la valeur réelle mais permet de présenter une valeur approximative pour la configuration (2) du tableau 3.1. La figure 3.33 illustre le facteur  $Q$  en dB en fonction du nombre de recirculations.

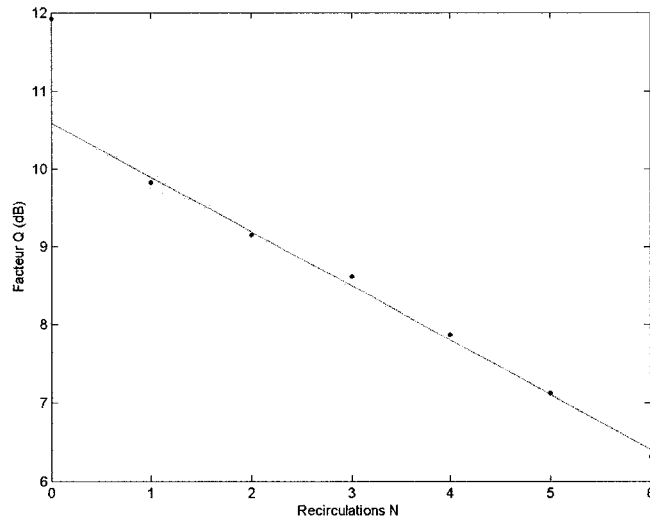


FIG. 3.33 – Facteur  $Q$  en fonction de la distance propagée en utilisant la configuration (2).

La valeur du facteur  $Q$  en dB semble décroître linéairement à chaque recirculation à partir de  $N=1$  comme le montre la figure 3.33. En réalité celui-ci devrait décroître linéairement par rapport au logarithme de la distance. Il y a cependant une différence marquée entre le facteur  $Q$  à l'entrée de la boucle et à la sortie de la

première circulation. Ceci s'explique par le fait que le bruit d'ASE est négligeable à sortie des modulateurs. Le facteur  $Q$  peut être limité à l'entrée par d'autres facteurs tel le rapport d'extinction des modulateurs qui est le rapport entre la puissance des « 1 » et des « 0 ». Comme le montre l'équation 1.26, le rapport d'extinction affecte directement le facteur  $Q$ . L'ajout d'ASE au signal lors de la première recirculation devient donc le facteur limitant la valeur de  $Q$ . La quantité d'ASE en dB augmentant de façon linéaire, l'OSNR et le facteur  $Q$  devrait se dégrader linéairement en fonction de la distance de transmission en dB.

### 3.3.4 OSNR

On utilise la formule 3.3 pour calculer l'OSNR à l'aide de l'analyseur de spectre optique. La soustraction permet de tenir compte de la puissance de bruit à la longueur d'onde du signal de transmission et l'exposant représente la résolution de l'OSA. Une définition généralement acceptée consiste à calculer l'OSNR (ou l'ASE) avec une résolution spectrale de l'OSA de 0,1 nm [Derickson 1998].

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{signal}}^{(0,2 \text{ nm})} - P_{\text{ASE}}^{(0,2 \text{ nm})}}{P_{\text{ASE}}^{(0,1 \text{ nm})}} \quad (3.3)$$

La figure 3.34 montre le spectre après la cinquième recirculation dans la configuration (3) de 240 km du tableau 3.1. Ceci correspond à une transmission de 1200 km. La figure 3.35 présente les résultats de mesure d'OSNR en utilisant la configuration (3) pour plusieurs puissances de boucle, avec et sans dispersion résiduelle. Cette dispersion est obtenue en ajoutant 4,5 km de fibre SMF-28 tel qu'illustré à la figure 3.1.

Comme prévu, nous observons sur la figure 3.35 que l'OSNR augmente avec la puissance d'entrée de boucle. L'ajout de dispersion résiduelle compense en partie l'effet non-linéaire d'auto-modulation de phase (voir section 1.3.5) mais cet effet n'est pas observable avec l'OSNR. La perte additionnelle provenant de l'ajout de la longueur de fibre a une conséquence négative, faible mais observable, sur l'OSNR. Les 4,5 km

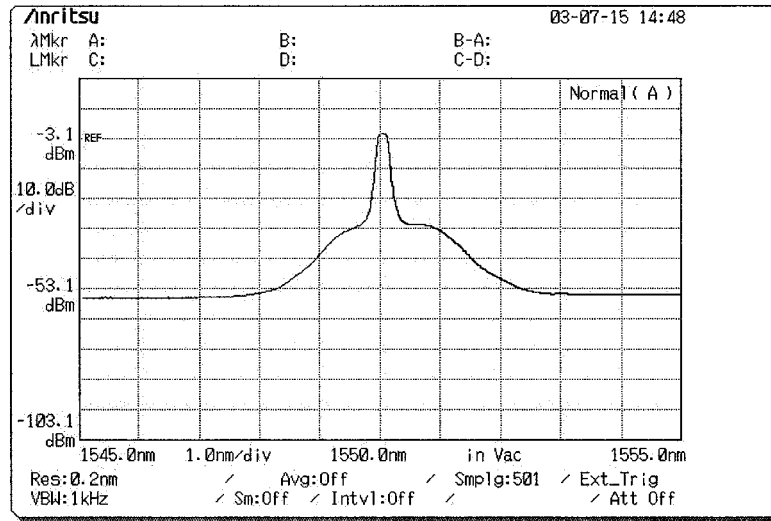


FIG. 3.34 – Spectre après 5 recirculations en utilisant la configuration (3).

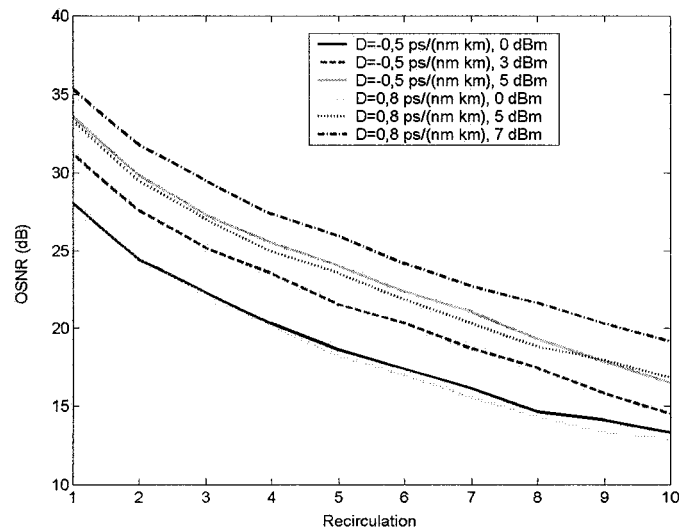


FIG. 3.35 – Mesure d'OSNR en fonction du nombre de recirculations en utilisant la configuration (3) pour différentes puissances d'entrée.

de fibre occasionnent une perte de 0,9 dB qui, lorsque compensé génère du bruit qui affecte directement l'OSNR. Dans l'étude des effets du facteur de dispersion sur les effets non-linéaires, du bruit d'ASE est ajouté («Noise Loading» aux configuration pour obtenir des courbe d'OSNR en fonction du nombre de recirculations identique pour une puissance d'entrée donnée. Ceci est fait avec une source ASE en entrée ou en sortie de boucle.

## Conclusion

En conclusion, l'École Polytechnique de Montréal dispose maintenant d'une boucle de recirculation pour l'analyse de la transmission longue distance à haut débit dans les fibres optiques. Bien que l'ajustement doit se faire manuellement, la prise de données est entièrement contrôlée par ordinateur. Une transmission sans FEC à un taux d'erreur de  $10^{-9}$  a été réussie à 10 Gbps sur 1200 km. L'utilisation d'un filtre spectral trop étroit a limité cette transmission. L'utilisation d'un filtre plus large, d'algorithmes de correction d'erreur et d'amplificateur Raman permettrait d'améliorer la distance de transmission possible avec un taux d'erreur acceptable. L'utilisation d'un AOM à deux cristaux à l'intérieur de la boucle pour annuler le décalage en fréquence causé par l'effet acousto-optique permettra la caractérisation d'éléments DWDM comme les démultiplexeurs avec une boucle relativement petite (200 km).

Il y a des améliorations possibles au montage pour faciliter son utilisation; une étant l'ajustement de puissance automatique. La première étape de cet ajustement était toujours faite manuellement, la boucle est déconnectée et la puissance est mesurée en début et en fin de chaque portée. La méthode automatique utiliserait des *taps* qui retirent 1 à 2 % de la lumière de la boucle, mesurée par des puissance-mètres. Un logiciel contrôlerait ensuite la puissance de chaque amplificateur de la boucle pour obtenir un gain nul de portée en portée. La deuxième étape d'ajustement de puissance par les méthodes graphiques de l'analyseur de spectre ou de l'oscilloscope à échantillonnage devrait cependant être faite manuellement.

L'ajout d'un contrôleur de polarisation opérant à la fréquence du temps de boucle

permettrait de rendre plus réalistes les effets de polarisation dans la boucle. Ainsi l'augmentation de la PDL ne pourrait plus améliorer la transmission, la distribution de DGD serait statistique, et la polarisation d'entrée de chaque recirculation serait décorrélée.

Bien que la simulation à une seule longueur d'onde a été réussie lors des travaux de ce mémoire, dans le futur, il serait intéressant d'étudier la transmission à plusieurs longueurs d'ondes DWDM. L'utilisation de fibre sans pics d'atténuation d'eau et d'amplificateurs Raman ouvre une bande passante de transmission très élevée. Une des subtilités de faire du multiplexage en longueur d'onde dans la boucle de recirculation est qu'il faut s'assurer que chaque longueur d'onde est stabilisée en puissance. Le gain des amplificateurs et les pertes des composants doivent être plats en longueur d'onde pour que chaque canal puisse être bien ajusté pour un gain de boucle de 0 dB. Le pourcentage de compensation de la pente de dispersion doit être de 100% pour que chaque canal soit soit compensé au même niveau.

Seulement la transmission NRZ est possible en ce moment dans la boucle de recirculation. Il serait intéressant d'étudier la propagation d'impulsion RZ. À largeur temporelle et puissance adéquate, ces impulsions peuvent se transformer en solitons. Les impulsions RZ peuvent également être utilisées pour le multiplexage optique dans le temps (OTDM, voir section 1.2.4.1) pour transmettre à plus haut débit.

Une analyse approfondie des explications physiques des avantages de la transmission DPSK est une avenue de recherche très intéressante. Plusieurs expériences ont déjà démontré certains avantages à la modulation DPSK. La boucle de recirculation peut être modifiée pour permettre la transmission DPSK en changeant le modulateur d'intensité par un modulateur de phase et le récepteur par un démodulateur DPSK suivi de deux récepteurs balancés. Le DQPSK est aussi possible en employant trois démodulateurs DPSK et deux paires de récepteurs balancés.

# Bibliographie

- AGRAWAL, G.P., *Fiber-Optic communication systems*. Second éd., Academic Press (1997).
- ALCATEL, <http://www.alcatel.com/submarine/refs/> (2003).
- BAYVEL, P., Future high-capacity optical telecommunication networks. *Phil. Trans. R. Soc. Lond*, 303–329 (2000).
- BERGANO, N. S., Transoceanic transmission. Dans *European Conference on Optical Communication, ECOC01*, 236 (2001).
- BERGANO, N. S., DAVIDSON, C. R. & HEISMAN, F., Bit-synchronous polarization and phase modulation improves the performance of optical amplifier transmission systems. Dans *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, OFC1996*, OSA (1996).
- BERGANO, N. S., KERFOOT, F. W. & DAVIDSON, C. R., Margin measurements in optical amplifier systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, **5**, 304–306 (1993).
- BERGANO, N.S., ASPELL, J., DAVIDSON, C.R., TRISCHITTA, P.R. *et al.*, Bit error rate measurements of 14000 km 5 Gbit/s fibre-amplifier transmission system using circulating loop. *Electronics Letters*, **27**(21), 1889–1890 (1991).
- BERGANO, N.S. & DAVIDSON, C. R., Circulating loop transmission experiments for the study of long-haul transmission systems using erbium-doped fiber amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, **13**(5), 879–888 (1995).
- CAI, J.-X., NISSOV, M., PFLIPETSKII, A.Ñ., LUCERO, A.J. *et al.*, 2.4 Tb/s (120 x 20 Gb/s) transmission over transoceanic distance using optimum FEC overhead

- and 48 percent spectral efficiency. Dans *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, OFC2001*, PD20 1 –PD20 3 (2001).
- CASPAR, C., FOISEL, H.-M., GLADISCH, A., HANIK, N. *et al.*, RZ versus NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-based 10 Gb/s transmission with more than 100 km amplifier spacing. *IEEE Photonics Technology Letters*, **11**(4), 481–483 (1999).
- COMMUNICATIONS, OFS MARKETING, *Raman Fiber*. Rapport technique PS-05 ISO 9001 QA Document 50/B14, OFS Optics (2002).
- DE LIGNIE, M. C., NAGEL, H. G. J. & VAN DEVENTER, M. O., Large polarization mode dispersion in fiber optic cables. *Journal of Lightwave Technology*, **12**(8), 1325–1329 (1994).
- DERICKSON, D., *Fiber Optic Test and Measurement*. Second éd., Prentice Hall (1998).
- FOSCHINI, G.J., NELSON, L.E., JOPSON, R.M. & KOGELNIK, H., Probability densities of second-order polarization mode dispersion including polarization dependent chromatic fiber dispersion. *IEEE Photonics Technology Letters*, **12**(3), 293–295 (2000).
- FOSCHINI, G.J., NELSON, L.E., JOPSON, R.M. & KOGELNIK, H., Statistics of second-order pmd depolarization. *Journal of Lightwave Technology*, **19**(12), 1882–1886 (2001).
- GILES, C.R., DESURVIRE, E., TALMAN, J.R., SIMPSON, J.R. *et al.*, 2 Gb/s signal amplification at  $\lambda = 1.53 \mu\text{m}$  in an erbium-doped single-mode fiber amplifier. *Journal of Lightwave Technology*, **7**(4) (1989).
- GILES, C.R., KAHN, J.M., KOROTKY, S.K., VESELKA, J.J. *et al.*, Polarization effects on ultralong distance signal transmission in amplified optical-fiber loops. *IEEE Photonics Technology Letters*, **3**(10) (1991).
- GNAUCK, A.H., RAYBON, G., CHANDRASEKHAR, S., LEUTHOLD, J. *et al.*, 2.5 Tb/s



- (64x42.7 Gb/s) transmission over 40x100 km NZDSF using RZ-DPSK format and all-raman-amplified spans (2002).
- GOLOVCHENKO, E.A., PILIPETSKII, A.N., BERGANO, N.S., DAVIDSON, C.R. *et al.*, Modeling of transoceanic fiber-optic WDM communication systems. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, **6**(2), 337–347 (2000).
- GRIFFIN, R. A., JOHNSTONE, R. L., WALKER, R. G., WADSWORTH, S. D. *et al.*, 10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration. Dans *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, OFC2002* (2002).
- HECKER, N.E., GOTTWALD, E., KOTTEN, K., WEISKE, C.J. *et al.*, Automated polarization control demonstrated in a 1.28 Tbit/s polarization multiplexed DWDM field trial. Dans *27th European Conference on Optical Communication* (2001).
- HEFFNER, B. L., Deterministic, analytically complete measurement of polarization-dependent transmission through optical devices. *IEEE Photonics Technology Letters*, **4**(5), 451–454 (1992).
- KAMINOW, I. P. & KOCH, T. L., *Optical Fiber Telecommunications IV-A*, vol. III. Academic Press (1997).
- KASHYAP, R., *Fiber Bragg Gratings*. Academic Press (1999).
- KHOSRAVANI, R., JR., I. T. LIMA, EBRAHIMI, P., IBRAGIMOV, E. *et al.*, Time and frequency domain characteristics of polarization-mode dispersion emulators. *IEEE Photonics Technology Letters*, **13**(2) (2001).
- KILLEY, R., THIELE, H. J., MIKHAILOV, V. & BAYVEL, P., Optimisation of the dispersion map of compensated standard-fibre WDM systems to minimise distortion due to fibre nonlinearity. Dans BONONI, A., éd., *Optical Networking*, chap. 6, Springer Verlag, 223–229 (1999).
- KIM, H., DOERR, C. R., PAFCHEK, R., STULZ, L. W. *et al.*, Polarisation-mode dispersion impairments in direct-detection differential phase-shift-keying systems. *Electronics Letters*, **38**(18), 1047–1048 (2002).

- LACHANCE, R. L., Fiber bragg gratings and chromatic dispersion. *ICAPT 2002* (2002).
- LAIBLE, C., The first steps in telecommunications. [Http://www2.fht-esslingen.de/telehistory/1ststeps.html](http://www2.fht-esslingen.de/telehistory/1ststeps.html) (2001).
- LEVESQUE, K., *Synchronization Modes on the Anritsu MP1764A Error Detector*. Rapport technique Ref FM D AN 002, Anritsu Application Notes (1995).
- LICHTMANN, E., Limitations imposed by polarization-dependent gain and loss on all-optical ultralong communication systems. *Journal of Lightwave technology*, **13**, 906–913 (1995).
- MALYON, D. J., WIDDOWSON, T. & LORD, A., Assessment of the polarisation loss dependence of transoceanic systems using a recirculating loop. *Electronics Letters*, **29**(2), 207–208 (1993).
- MILLER, D. A. B., CHEMLA, D. S., DAMEN, T. C., GOSSARD, A. C. *et al.*, Electric field dependence of optical absorption near the band gap of quantum-well structures. *Physical Review B*, **32**, 1043 (1985).
- MINOWA, J. & FUJII, Y., Dielectric multilayer thin-film filters for WDM transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, **1**(1), 116–121 (1983).
- NAKAZAWA, M., YOSHIDA, E., YAMAMOTO, T., YAMADA, E. *et al.*, TDM single channel 640 Gbit/s transmission experiment over 60 km using 400fs pulse train and walk-off free, dispersion flattened nonlinear optical loop mirror. *Electronics Letters*, **34**(9), 907–908 (1998).
- RAMANUJAM, N., PUC, A.B., LENNER, G., KIDORF, H.D. *et al.*, Forward error correction (FEC) techniques in long-haul optical transmission systems. Dans *Lasers and Electro-Optics Society 2000 Annual Meeting*, OSA (2000).
- RISQ, [www.risq.com](http://www.risq.com) (2002).
- ROHDE, M., CASPAR, C., HEIMES, N., KONITZER, M. *et al.*, Robustness of DPSK direct detection transmission format in standard fibre WDM systems. *Electronics Letters*, **36**(17), 1483–1484 (2000).

- SHANKAR, H. & VAN DER WAGT, P., *Implementing A High-Speed Differential Encoder*. Rapport technique, Inphi Corporation (2003).
- SHIBANO, E., NAKAGAWA, S.-I., KAWAZAWA, T., TAGA, H. *et al.*, 96 x 11.4 Gbit/s transmission over 3,800 km using C-band EDFA and non-zero dispersion shifted fiber. Dans *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, OFC2001*, OSA, TuN2-1 –TuN2-3 vol.2 (2001).
- SNYDER, A.W. & LOVE, J. D., *Optical Waveguide Theory*. Chapman and Hall (1983).
- SPRINT, Tat-14 cable system. <https://www.tat-14.com/> (2000).
- STOLEN, R. H., GORDON, J. P., TOMLINSON, W. J. & HAUS, H. A., Raman response function of silica-core fibers. *Journal of the Optical Society of America B*, **6**, 1159–1166 (1989).
- SUN, Y., LIMA, JR., I.T., JIAO, HUA, WEN, JIPENG *et al.*, Study of system performance in a 107-km dispersion-managed recirculating loop due to polarization effects. *IEEE Photonics Technology Letters*, **13**(9), 966 (2001).
- TANAKA, K., TSURITANI, T., EDAGAWA, N. & SUZUKI, M., 320 Gbit/s (32x10.7Gbit/s) error-free transmission over 7280 km using dispersion flattened fibre link with standard SMF and slope compensating DCF. *Electronics Letters*, **35**(21), 1860–1861 (1999).
- TANIFUJI, T. & IKEDA, M., Pulse circulation measurement of transmission characteristics in long optical fibers. *Optics Letters*, **16**(8) (1977).
- VAA, M., BAKHSHI, B., GOLOVCHENKO, E. A., CHAI, Y. *et al.*, Demonstration of 640 Gbit/s x 7000 km submarine transmission system technology ready for field deployment. Dans *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, OFC2001*, wf5-1 –wf5-3 (2001).
- VELLEKOOP, A. R. & SMIT, M. K., Four-channel integrated-optic wavelength demultiplexer with weak polarization dependence. *Journal of Lightwave Technology*, **9**(3), 310–314 (1991).

- WIDDOWSON, T. & MALYON, D.J., Error ratio measurements over transoceanic distances using a recirculating loop. *Electronics Letters*, **27**(24) (1991).
- WILLNER, A. E. & YU, Q., Transmission limitations due to polarization mode dispersion. Dans *Digest of the LEOS Summer Topical Meetings* (2001).
- YAN, L.-S., YU, Q., XIE, Y. & WILLNER, A.E., Statistical measurement of the combined effect of PMD and PDL using a 10 Gb/s recirculating loop testbed. Dans *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, OFC2001*, OSA, WT5-1 –WT5-3 (2001).
- YANG, J, KATH, W.L. & MENYUK, C.R, Polarization mode dispersion probability distribution for arbitrary distances. *Optics Letters*, **26**(19), 1472–1473 (2001).
- YANO, Y., ONO, T., FUKUCHI, K., ITO, T. *et al.*, 2.6 Tbit/s transmission experiment using optical duobinary coding. *European Conference on Optical Communication, ECOC96*, **5**, 3–6 (1996).
- YU, Q., YAN, L.-S., LEE, S., XIE, Y. *et al.*, Loop-synchronous polarization scrambling technique for simulating polarization effects using recirculating fiber loops. *Journal of Lightwave Technology*, **21**(7), 1593 (2003).
- YU, Q., YAN, L.-S., XIE, Y., HAUER, M. *et al.*, Higher order polarization mode dispersion compensation using a fixed time delay followed by a variable time delay. *IEEE Photonics Technology Letters*, **13**(8), 863–865 (2001).